

JP2004297172

PUB DATE: 2004-10-21

APPLICANT: SHARP CORP

HAS ATTACHED HERETO A MACHINE TRANSLATION

# PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 2004-297172

(43)Date of publication of application : 21.10.2004

(51)Int.Cl.

H04J 15/00

H04B 7/26

(21)Application number : 2003-083429

(71)Applicant : SHARP CORP

(22)Date of filing : 25.03.2003

(72)Inventor : HAMAGUCHI YASUHIRO

IMAMURA KIMIHIKO

NAKAJIMA TAIICHIRO

SHIRAKAWA ATSUSHI

OKAMOTO NAOKI

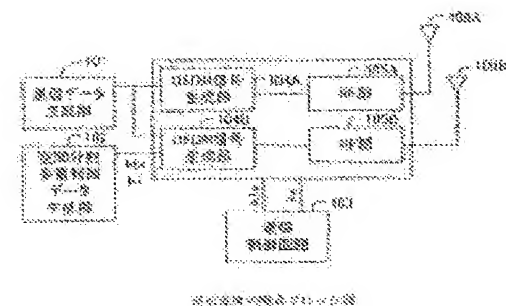
SUETAKE HIROYASU

## (54) WIRELESS DATA TRANSMISSION SYSTEM, AND WIRELESS DATA TRANSMISSION/RECEPTION APPARATUS

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To provide a wireless data transmission system utilizing the SDM and compatible with a conventional wireless communication system, and to provide a wireless data transmission/reception apparatus.

SOLUTION: The wireless data transmission system including a transmission apparatus and a reception apparatus is characterized in that when the transmission apparatus starts data transmission to the reception apparatus, the transmission apparatus transmits data including a maximum number of antennas available for the transmission and a maximum number of available data sequences to spatial division multiplexing control data to the reception apparatus, and when the transmission apparatus receives a discrimination result indicating impossibility of reception by the number of the



transmission antennas and the number of the data sequences, the transmission apparatus transmits data including a reduced number of the transmission antennas and a reduced number of the data sequences to the spatial division multiplexing control data to the reception apparatus.



Jpn. Pat. Appln. KOKAI Publication 2004-297172  
SP Number: B0007P1593  
(English Documents Translated by Translation Software)

## PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 2004-297172

(43)Date of publication of application : 21.10.2004

---

(51)Int.Cl. H04J 15/00

H04B 7/26

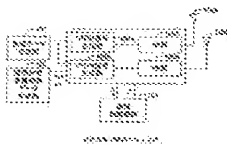
---

(21)Application number : 2003-083429 (71)Applicant : SHARP CORP

(22)Date of filing : 25.03.2003 (72)Inventor : HAMAGUCHI YASUHIRO  
IMAMURA KIMIHIKO  
NAKAJIMA TAIICHIRO  
SHIRAKAWA ATSUSHI  
OKAMOTO NAOKI  
SUETAKE HIROYASU

---

(54) WIRELESS DATA TRANSMISSION SYSTEM, AND WIRELESS DATA  
TRANSMISSION/RECEPTION APPARATUS



(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To provide a wireless data transmission system utilizing the SDM and compatible with a conventional wireless communication system, and to provide a wireless data transmission/reception apparatus.

SOLUTION: The wireless data transmission system including a transmission apparatus and a reception apparatus is characterized in that when the transmission

apparatus starts data transmission to the reception apparatus, the transmission apparatus transmits data including a maximum number of antennas available for the transmission and a maximum number of available data sequences to spatial division multiplexing control data to the reception apparatus, and when the transmission apparatus receives a discrimination result indicating impossibility of reception by the number of the transmission antennas and the number of the data sequences, the transmission apparatus transmits data including a reduced number of the transmission antennas and a reduced number of the data sequences to the spatial division multiplexing control data to the reception apparatus.

\* NOTICES \*

**JPO and INPIT are not responsible for any damages caused by the use of this translation.**

1.This document has been translated by computer. So the translation may not reflect the original precisely.

2.\*\*\*\* shows the word which can not be translated.

3.In the drawings, any words are not translated.

---

## CLAIMS

---

[Claim(s)]

[Claim 1]

It is a sending set which is provided with two or more antennas, carries out the space division multiple of the data of one or more series, and carries out wireless transmission using the same frequency channel,

A sending set provided with a means to generate space division multiple control data containing the number of antennas used for transmission between said two or more antennas, and the number of series of data to transmit, to include this space division multiple control data in data of at least 1 series, and to transmit.

[Claim 2]

It is a receiving set which can receive data by which wireless transmission was carried out from the sending set according to claim 1,

Said sending set acquires the number of antennas used for transmission, and the number of series of data to transmit from said space division multiple control data contained in received data, A receiving set provided with a means to distinguish whether it is ability ready for receiving for data with this number of transmission antennas, and the number of data series, and to transmit a discriminated result to said sending set.

[Claim 3]

A radio data transmission system constituted including respectively the sending set according to claim 1 and the receiving set according to claim 2 one or more.

[Claim 4]

In the radio data transmission system according to claim 3,

When starting data transmission to a receiving set, said sending set includes the maximum number of an antenna usable to transmission, and the maximum number of an usable data series in said space division multiple control data, and transmits, A radio data transmission system including what reduced each of said number of transmission antennas, and the number of data series in said space division multiple control data, and transmitting when a discriminated result that it is unreceivable with said number of transmission antennas and the number of data series is received from said receiving set.

[Claim 5]

Said sending set is provided with a means to modulate send data with an OFDM system and to transmit,

The radio data transmission system according to claim 3, wherein said receiving set is provided with a means to restore to received data with an OFDM system.

[Claim 6]

Wireless data transceiving equipment which is provided with the following and characterized by transmission and reception of wireless data being possible.

The sending set according to claim 1.

The receiving set according to claim 2.

[Claim 7]

In the radio data transmission system according to claim 3,

A radio data transmission system, wherein said sending set and a receiving set transmit as a data packet which added a preamble of ARIB STD-T71 system to said send data which carried out the space division multiple.

[Claim 8]

In the radio data transmission system according to claim 3,

A radio data transmission system, wherein said sending set and a receiving set transmit as a data packet which added a preamble of an IEEE802.11a system to said send data which carried out the space division multiple.

[Claim 9]

Said sending set transmits to the signal field included in a preamble of said data packet including data in which a modulation method of said send data which carried out the space division multiple is shown,

The radio data transmission system according to claim 7 or 8, wherein said receiving set restores to received data with a modulation method shown in said signal field.

[Claim 10]

The radio data transmission system according to claim 9, wherein said sending set transmits to the signal field included in a preamble of said data packet further

including data in which it is shown whether send data is data based on a space division multiple system.

[Claim 11]

The radio data transmission system according to claim 9, wherein said sending set transmits to the signal field included in a preamble of said data packet further including data in which data length of send data is shown.

[Claim 12]

A radio data transmission system given in any 1 clause of Claim 9, wherein said sending set adds the signal field which contained further data in which a modulation method and data length of said send data are shown to a head of said send data and transmits to 11.

[Claim 13]

The radio data transmission system according to claim 12, wherein said sending set includes MAC control information on send data in a data field of a data packet of said ARIB STD-T71 system or an IEEE802.11a system further and transmits.

[Claim 14]

Said sending set changes a part of data length of a preamble contained in said data packet with a modulation method of send data, and transmits,

The radio data transmission system according to claim 7 or 8 said receiving set's identifying a modulation method of received data with a part of data length of said preamble, and restoring to received data with this modulation method.

[Claim 15]

Said sending set transmits to a preamble for propagation path estimates added to a head of send data in said data packet including data in which a modulation method of this send data is shown,

The radio data transmission system according to claim 7 or 8, wherein said receiving set restores to received data with a modulation method shown by said preamble for propagation path estimates.

---

[Translation done.]

\* NOTICES \*

**JPO and INPIT are not responsible for any damages caused by the use of this translation.**

- 1.This document has been translated by computer. So the translation may not reflect the original precisely.
- 2.\*\*\*\* shows the word which can not be translated.
- 3.In the drawings, any words are not translated.

---

## DETAILED DESCRIPTION

---

[Detailed Description of the Invention]

[0001]

[Field of the Invention]

This invention relates to the wireless data sending set and receiving set for realizing the radio data transmission system which carried out division multiplex [ of the transmission data ], and accelerated data communications especially, and this about the radio data transmission system and wireless data transceiving equipment which use a 5GHz bandwidth.

[0002]

[Description of the Prior Art]

In recent years, two or more small-power-wireless communications systems of the license needlessness which uses a 5GHz bandwidth are proposed, and are standardized. For example, in the HiSWAN (High Speed Wireless Access System) standard of ARIB (Association of Radio Industries and Businesses), an indoor-oriented radio communications system is mainly provided in a 5GHz bandwidth.

[0003]

In IEEE802.11a which is one of the wireless LAN standards by IEEE (Institute of Electrical and Electronics Engineers). Use the frequency band of the 5.2-GHz circumference and to a modulation method An OFDM system, The CSMA/CA (Carrier Sense Multiple Access with Collision Avoidance) system is adopted as a MAC layer, and access speed provides the radio communications system in which the high-speed wireless communications of 36 – 54Mbps are possible.

[0004]

However, to 5.15 GHz permitted to such a small-power-wireless communications system – 5.25 GHz bands. There are only four channels of 20 MHz (an occupancy signal frequency band is 18 MHz) of frequency bands, and it is said that it is difficult to raise the throughput as a radio communications system.

[0005]

The technology of SDM (Space Division Multiplexing: space division multiple) is proposed under such a situation as technology which raises access speed. In the radio communications system using SDM, a sending set transmits simultaneously different data using two or more antennas with the same frequency band, and a receiving set receives these signals by which multiplex was carried out, and is separated.

[0006]

An example using such SDM of a radio communications system is explained briefly. In this example, the sending set and the receiving set shall be provided with two antennas, and the number of the data series transmitted and received shall also be two. Although anythings are possible for the modulation method of data, the OFDM

modulation system with which it opts for specification-ization by the 5GHz bandwidth here shall be used.

[0007]

Drawing 13 is a figure showing roughly the composition of the radio communications system in this example. In drawing 13, the sending set of this radio communications system is provided with two antenna TxAnt\_A and TxAnt\_B, and the receiving set is also provided with two antenna RxAnt\_A and RxAnt\_B.

[0008]

When transmitting data to a receiving set from a sending set, a sending set transmits simultaneously the data Tx (A) divided into two, and each of Tx (B) with the same frequency band from antenna TxAnt\_A and TxAnt\_B.

[0009]

The data Tx (A) transmitted from antenna TxAnt\_A passes along the propagation ways H11 and H12, and is received by antenna RxAnt\_A and RxAnt\_B of a receiving set, respectively. Similarly, the data Tx (B) transmitted from antenna TxAnt\_B passes along the propagation ways H21 and H22, and is received by antenna RxAnt\_A and RxAnt\_B of a receiving set, respectively.

[0010]

In antenna RxAnt\_A of a receiving set, the received data from the propagation ways H11 and H21 are received as the compounded received data Rx (A). Similarly, in antenna RxAnt\_B, the received data from the propagation ways H12 and H22 are received as the compounded received data Rx (B).

[0011]

Here, the following determinants (1) can express the received data Rx (A) and Rx (B) in each antenna of a receiving set using the propagation way H11, H12, H21 and H22, and the send data Tx (A) and Tx (B) in each antenna of a sending set.

[0012]

[Mathematical formula 1]

$$\begin{bmatrix} Rx(A) \\ Rx(B) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} H11 & H21 \\ H12 & H22 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Tx(A) \\ Tx(B) \end{bmatrix} \dots (1)$$

[0013]

In a receiving set, when the propagation ways H11-H22 are known beforehand, the received data Rx (A) and Rx (B) to the send data Tx (A) and Tx (B) are calculated. If the determinant shown by H11-H22 is set to H (it is hereafter called a "propagation way procession") and the inverse matrix is made into  $H^{-1}$ , the following determinants (2) can express the send data Tx (A) and Tx (B).

[0014]

[Mathematical formula 2]

$$\begin{bmatrix} Tx(A) \\ Tx(B) \end{bmatrix} = H^{-1} \begin{bmatrix} Rx(A) \\ Rx(B) \end{bmatrix} \dots (2)$$

[0015]

Since the propagation way procession H changes with communication environment, it is common by preceding performing data communications and transmitting known data to a receiving set from a sending set to search for the propagation way procession H. This known data is called preamble for propagation way measurement.

[0016]

For example, the case where included the data [ data / a and a ] a from antenna TxAnt\_B and -a in the head of the burst, and it transmits from antenna TxAnt\_A of a sending set as a preamble for propagation way measurement is considered. Drawing 14 is a figure showing the example of the packet format at the time of transmission of this preamble for propagation way measurement. It is superimposed on the preamble for propagation way measurement transmitted from each antenna of the sending set through the propagation way H, and it is received by each antenna RxAnt\_A and RxAnt\_B of a receiving set.

[0017]

At this time, the data received by antenna RxAnt\_A of the receiving set is set to r1 and r2, and the following determinant will be materialized if the data received by antenna RxAnt\_B is set to r3 and r4.

[0018]

[Mathematical formula 3]

$$\begin{bmatrix} r1 & r2 \\ r3 & r4 \end{bmatrix} = H \begin{bmatrix} a & a \\ a & -a \end{bmatrix} \dots (3)$$

[0019]

In an upper type, since r1-r4 are the received data in a receiving set and a and -a are known pilot signals beforehand, (3) types will be transformed and the propagation way procession H will be expressed with the following formula.

[0020]

[Mathematical formula 4]

$$H = \frac{-1}{2a^2} \begin{bmatrix} -a & -a \\ -a & a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} r1 & r2 \\ r3 & r4 \end{bmatrix} \dots (4)$$

[0021]

However, in the radio communications system in this example, since the OFDM modulation system is adopted, the propagation way procession H shown by (4) formulas about each subcarrier of OFDM must be searched for.

[0022]

Next, the OFDM wireless communication system using the 5GHz bandwidth which specification has already decided is explained briefly. This system is a CSMA/CA system specified to ARIB-STD T-71.

Except for the laws and regulations in each country including the frequency band to be used, it has the same specification as IEEE802.11a.

[0023]

Drawing 15 is a figure showing roughly the composition of the communication packet used in this OFDM wireless communication system. In drawing 15, the communication packet comprises the area B and the C region included the preamble signal, the signal field shown in SF, and a data field shown by DF.

[0024]

Although a preamble signal is known data between a sending set and a receiving set, it is not prescribed by specifications in particular how the preamble signal included in area B and a C region is used in a receiving set. Usually, area B is a repetition (0.8 microsecond x ten pieces) of the data for 0.8 microsecond, and is used for data communications, such as AGC control, a coarse estimating frequency offset, and a symbol synchronization. A C region is used for data communications, such as propagation path estimate and a fine estimating frequency offset.

[0025]

Drawing 16 is a figure showing the composition of the data contained in the signal field (SF). The modulation rate of the data field (DF) which SF comprises 24-bit data and follows below 4 bits. Reserve is included for the length (byte length) of a data field, and the error correction tail bit for the signal fields (SF) is contained for the parity bit for the signal fields (SF) by 6 bits by 1 bit by 1 bit by 12 bits.

[0026]

In the receiving set by ARIB-STD T-71 specification (it is only hereafter written as "T-71"), drawing 17 is a flow chart which shows the flow of the processing which receives the above-mentioned wireless transfer wave, and to which it restores. If an electric wave is detected (Step S1701), a receiving set will acquire a preamble and will judge whether the electric wave is an electric wave of T-71 format (Step S1702). When a reception radio wave is an electric wave of T-71, it restores to the signal field (SF) and it is judged whether the signal field (SF) is the right based on a parity bit etc. (Step S1703).

[0027]



The signal field (SF) restores to a following data field (DF) further to a right case based on the modulation rate of the data field (DF) contained there (Step S1704). The recovery of OFDM symbol data which received is continued until a receiving set reaches the data length (Length) of the data field (DF) contained in the signal field (SF) (Step S1705).

[0028]

On the other hand, in the above-mentioned step S1702, when it judges with the received electric wave not being an electric wave of T-71 format, the radio field intensity of a reception radio wave is measured (Step S1706), and size with the threshold value L1 beforehand set to this radio field intensity is compared (Step S1707). When received radio field intensity is more than threshold value L1, it judges that carrier communication is in use, and it stands by until received radio field intensity becomes smaller than the threshold value L1.

[0029]

In the above-mentioned step S1703, although the electric wave of the T-71 format was received, When it judges with that signal field (SF) having an error, the intensity of a reception radio wave is measured (Step S1708), and size with the threshold value L2 beforehand set to this radio field intensity is compared (Step S1709). When received radio field intensity is more than threshold value L2, it judges that carrier communication is in use, and it stands by until received radio field intensity becomes smaller than the threshold value L2.

[0030]

In the above-mentioned steps S1707 and S1709, in order that a receiving set may protect so that a send action may not be caused during carrier communication use, it is made not to perform other processings, until received radio field intensity becomes smaller than the threshold value L1 or L2. It is because the CSMA/CA system is taken, so it is necessary to avoid the collision of wireless transfer data in T-71. In a receiving set, while processing Steps S1701-S1709, suppose that a send action cannot be performed.

[0031]

The threshold values L1 and L2 set up beforehand are different values, and assume that it has set up so that it may be set to  $L1 > L2$ . In order to improve safety more to the electric wave of the same communications system, the value of L2 is made lower than L1.

[0032]

The specification of the MAC layer used for ARIB-STD T-71 and IEEE802.11a is indicated to IEEE802.11. As described above, in order to transmit by T-71, it must judge that carrier communication is not used, but it is necessary besides operating condition judgment of such a physical carrier to check not being used logically. Time to be needed for a series of operations in the packet communication is shown to the header of each packet by IEEE802.11. Therefore, the equipment which tries to transmit by T-71 needs to transmit by checking the logical reservation status.

[Patent documents 1]

JP,2002-374224,A

[0033]

[Problem to be solved by the invention]

By the way, since it will become possible to increase the number of the data series transmitted and received according to the number of an antenna with the same frequency band if an SDM system is used as mentioned above, high-speed mass communication can be performed compared with the system which does not use an SDM system. A radio wave resource can be efficiently used by adjusting the number of antennas to be used, and the number of transmitted-and-received-data series according to the channel capacity of a radio communications system.

[0034]

On the other hand, in the conventional radio communications system, the number of the data series transmitted and received in one frequency band is one. For this reason, when starting communication, while the sending set sent the radio wave in the specific frequency band, the radio wave in the frequency band where a receiving set is specific was received, and communication was able to be established by restoring to this to data. Of course, in the sending set and the receiving set, in order to improve communicative quality, two or more antennas might be used, but it is only for this acquiring the gain by a die by city, and a sending set and a receiving set did not need to recognize the antenna number used.

[0035]

However, in a radio communications system using SDM, At least, transmission and reception of two or more data series are attained in one frequency band, and it can be transmitted by using two or more antennas in a sending set and a receiving set and received [ a theory top can carry out multiplex / of the data series for a transmission antenna number / , and ]. Therefore, in a receiving set, it is necessary to detect the number of transmission antennas used for a kind and transmission of data transmitted from a sending set. This invention tends to provide a radio data transmission system and wireless data transceiving equipment this [ whose ] is made possible.

[0036]

In order to use the above-mentioned SDM-OFDM system by a 5GHz bandwidth, it is desirable for there to be a radio communications system and compatibility, such as ARIB-STD T-71 which exists from the former, and IEEE802.11a. However, a system configuration which enables coexistence with a radio communications system of an SDM-OFDM system and the conventional radio communications system is not yet proposed.

[0037]

Therefore, this invention is a radio data transmission system using SDM, and tends to provide a radio data transmission system and wireless data transceiving equipment provided with compatibility with the conventional radio communications

system again.

[0038]

[Means for solving problem]

In view of above-mentioned solution SUBJECT, this invention person thought out wholeheartedly to a radio data transmission system and wireless data transceiving equipment which have the following composition as a result of research.

Namely, it is a sending set which this invention is provided with two or more antennas, and carries out the space division multiple of the data of one or more series, and carries out wireless transmission using the same frequency channel, Space division multiple control data containing the number of antennas used for transmission between said two or more antennas and the number of series of data to transmit is generated, and a sending set provided with a means to include this space division multiple control data in data of at least 1 series, and to transmit is provided.

[0039]

This invention is a receiving set which can receive again data by which wireless transmission was carried out from the above-mentioned sending set, Said sending set acquires the number of antennas used for transmission, and the number of series of data to transmit from said space division multiple control data contained in received data, It distinguishes whether it is ability ready for receiving for data with this number of transmission antennas, and the number of data series, and a receiving set provided with a means to transmit a discriminated result to said sending set is provided.

[0040]

In wireless data transmission using a space division multiple according to a sending set and a receiving set of these this inventions, By notifying the available number of antennas, and the number of data series, and suiting with a sending set and a receiving set, an effect by a space division multiple is made into the maximum, and it becomes possible to raise a data transmission rate.

This invention provides again the radio data transmission system constituted including an above-mentioned sending set and receiving set one or more respectively.

[0041]

In the radio data transmission system of above-mentioned this invention, said sending set, When starting data transmission to a receiving set, include the maximum number of an antenna usable to transmission, and the maximum number of an usable data series in said space division multiple control data, and it transmits, When a discriminated result that it is unreceivable with said number of transmission antennas and the number of data series is received from said receiving set, what reduced each of said number of transmission antennas and the number of data series is included in said space division multiple control data, and it transmits.

[0042]

A sending set can detect the maximum receivable number of transmission antennas and the number of data series in a receiving set by continuing transmitting, reducing the number of transmission antennas, and the number of data series until it receives a discriminated result with ability ready for receiving from a receiving set.

[0043]

In the radio data transmission system of this invention, said sending set is provided with a means to modulate send data with an OFDM system and to transmit, and said receiving set is provided with a means to restore to received data with an OFDM system.

Typically, a radio data transmission system of this invention carries out the space division multiple (SDM) of the sending signal which carried out OFDM modulation further, and an SDM-OFDM system which transmits using two or more antennas and data series is used for it.

[0044]

This invention is provided with an above-mentioned sending set and a receiving set, and provides again wireless data transceiving equipment in which transmission and reception of wireless data are possible.

In a radio data transmission system of above-mentioned this invention, said sending set and a receiving set transmit as a data packet which added a preamble of ARIB STD-T71 system or an IEEE802.11a system to said send data which carried out the space division multiple.

[0045]

Since the same frequency band as a wireless communication system by a space division multiple of this invention is used for a wireless communication system of these former, by adding a preamble common to a data packet in a system of this invention with these, It becomes possible to build the conventional wireless communication system and a radio data transmission system which has high compatibility.

[0046]

In a radio data transmission system of this invention, said sending set, Transmitting to the signal field included in a preamble of said data packet including data in which a modulation method of said send data which carried out the space division multiple is shown, said receiving set restores to received data with a modulation method shown in said signal field.

[0047]

By this the transceiving equipment of this invention. [ whether the received packet data are what is transmitted by the space division multiple system of this invention, and ] It becomes possible to carry out reception of whether it is what is transmitted by the conventional wireless communication system in the same operation, even if it becomes possible to distinguish from the signal field of a packet and is a packet of which system.

[0048]

In the radio data transmission system of this invention, said sending set transmits to the signal field included in the preamble of said data packet further including the data in which it is shown whether send data is data based on a space division multiple system.

[0049]

Thereby, even if it is a case where the data packet by the space division multiple system of this invention is received in the transceiving equipment by the conventional wireless communication system, it becomes possible about it being a packet of the communication method to distinguish from the signal field. What is necessary is just to cancel the packet, when it is judged that the data to which it cannot restore with the transceiving equipment concerned is contained in a packet.

[0050]

In the radio data transmission system of this invention, said sending set transmits to the signal field included in the preamble of said data packet further including the data in which the data length of send data is shown.

[0051]

Transceiving equipment which received such a data packet can recognize correctly data length of a data field which continues after a preamble. When a data packet by a space division multiple system of this invention is especially received in transceiving equipment by the conventional wireless communication system, Since it can restore to a following data field and the data length can be correctly recognized that there is nothing, it can wait to complete transmission of the data concerned and the next transmission and reception operations can be performed.

[0052]

In a radio data transmission system of this invention, said sending set adds the signal field which contained further data in which a modulation method and data length of said send data are shown to a head of said send data, and transmits.

[0053]

It becomes unnecessary to use a modulation method and data length of the same data by each data series unlike a case where this transmits including data in which a modulation method and data length of said send data are shown in a preamble of a data packet by the conventional wireless communication system as mentioned above. For this reason, it becomes possible to perform data communications of more various forms.

[0054]

In a radio data transmission system of this invention, said sending set includes MAC control information on send data in a data field of a data packet of said ARIB STD-T71 system or an IEEE802.11a system further, and transmits.

[0055]

The data in which the logical operating condition of carrier communication is shown is contained in the MAC control information on send data, and according to the above-mentioned composition. Also in the transceiving equipment of ARIB STD-T71

conventional system or an IEEE802.11a system, it becomes possible to acquire this MAC control information, and it becomes possible to build a more reliable radio data transmission system.

[0056]

In the radio data transmission system of this invention, said sending set, A part of data length of the preamble contained in said data packet is changed with the modulation method of send data, and is transmitted, said receiving set identifies the modulation method of received data with a part of data length of said preamble, and it restores to received data with this modulation method.

[0057]

In the radio data transmission system of this invention, said sending set, Transmitting to the preamble for propagation path estimates added to the head of the send data in said data packet including the data in which the modulation method of this send data is shown, said receiving set restores to received data with the modulation method shown by said preamble for propagation path estimates. It becomes possible to include in a preamble the data in which the modulation method of send data is shown, without changing the data of the preamble already specified by the conventional system according to these methods.

[0058]

[Mode for carrying out the invention]

Hereafter, an embodiment of the invention is described in detail, referring to an accompanying drawing.

Drawing 1 – drawing 12 are figures which illustrate each embodiment of this invention, and in these figures, a portion which attached the same mark expresses the same thing, and let these fundamental composition and operations be the same things. In each following embodiment, the antenna n [ several ] which transceiving equipment has is set to 2, and is also setting to 2 the number of data series transmitted and received. A modulation method shall be based on an OFDM system like an example quoted by a Prior art.

[0059]

[A 1st embodiment]

Below, it divides into composition and operation in a sending set, and composition and operation in a receiving set, and a radio data transmission system concerning a 1st embodiment of this invention is explained in order.

[0060]

Drawing 1 is a block diagram showing roughly the composition of the sending set used in the radio data transmission system of this embodiment.

In drawing 1, the sending set of this embodiment comprises the send data generation part 101, the space division multiple control data generating section 102, the transmission-control circuit 103, the OFDM signal generation parts 104A and 104B, RF sections 105A and 105B, and the antennas 106A and 106B.

[0061]

It is what the send data generation part 101 generates send data, and is outputted to the OFDM signal generation parts 104A and 104B. The information data which should be transmitted from the upper layer (here, not shown) was received, and it has the circuit which generates the signal which processes an error correction etc. and can be transmitted in an OFDM format.

[0062]

The space division multiple control data generating section 102 outputs the number  $k_{tx}$  of transmission antennas and  $k_1$  data series which are used in communication by a space division multiple (SDM) system to the OFDM signal generation part 104B as space division multiple control data. The space division multiple control data generating section 102 also received the number  $k_{tx}$  of transmission antennas, and  $k_1$  data series from the upper layer, performed processing required for these values, and is provided with the circuit outputted as a signal which can be transmitted in an OFDM signal format. [ as well as the send data generation part 101 ] In this embodiment, both the number  $k_{tx}$  of transmission antennas and  $k_1$  data series will take the value of 1 or 2.

[0063]

The transmission-control circuit 103 generates and outputs the data in which the number  $k_x$  of antennas and the number  $k_{1x}$  of data series which a sending set actually uses are shown. This number  $k_x$  of antennas and the number  $k_{1x}$  of data series are values directed from the upper layer like the above  $k_{tx}$  and  $k_1$ , and these will take the value of 1 or 2 in this embodiment.

[0064]

The OFDM signal generation parts 104A and 104B modulate the sending signal received from the send data generation part 101 to an OFDM signal, respectively, and output it to RF sections 105A and 105B. In the OFDM signal generation part 104B, the space division multiple control data received from the space division multiple control data generating section 102 is multiplexed to a sending signal.

[0065]

RF sections 105A and 105B are changed into frequency which actually uses a signal modulated in the OFDM signal generation parts 104A and 104B by radio, and are outputted to the antennas 106A and 106B, respectively. The antennas 106A and 106B carry out wireless transmission of these signals.

[0066]

Operation which performs data transmission with a sending set of this embodiment constituted as mentioned above is explained.

First, to communicate using an SDM system, it is necessary to notify beforehand the number of antennas and the number of data series which are used for transmission to a receiving set. Therefore, in a sending set of this embodiment, it precedes performing radio, and the space division multiple control data  $k_{tx}$  generated by the space division multiple control data generating section 102, i.e., the number of transmission antennas, and  $k_1$  data series must be first transmitted to a receiving

set.

[0067]

In transmission of this space division multiple control data, since the situation by the side of a receiving set is strange, it transmits as  $k_{tx}=k_{1}=2$  (each maximum). In this case, in a sending set, the space division multiple control data generating section 102, the OFDM signal generation part 104B, RF section 105B, and the antenna 106B will be used, and space division multiple control data will be transmitted to a receiving set.

[0068]

However, it is not necessary to set the maximum as  $k_{tx}$  and  $k_1$ , and to necessarily transmit to them, and what is necessary is just to transmit with the receivable number of antennas and the number of data series in the system, when the situation of each equipment which constitutes a radio data transmission system is already known.

[0069]

It is judged whether communication with the number  $k_{tx}$  of antennas and  $k_1$  data series which are contained in the control data concerned is possible for the receiving set which received the above-mentioned space division multiple control data so that it may mention later. A receiving set according to the same data series as having received the above-mentioned control data. When it can communicate by the number  $k_{tx}$  of antennas, and  $k_1$  data series, Ack (Acknowledge: mean that it can communicate by the condition), If communication is impossible, Nack (Non-Acknowledge: mean that it cannot communicate on the condition) will be transmitted to a sending set as reply data.

[0070]

When it communicates with the number  $k_{tx}$  of antennas and  $k_1$  data series which transmitted with the above-mentioned control data when Ack was received as reply data and Nack is received, a sending set changes the number of antennas, and the number of data series into a lower value, and transmits control data again. When a receiving set becomes a receiving possible value by repeating this in a value with the number  $k_{tx}$  of antennas, and  $k_1$  data series, a sending set will receive Ack.

[0071]

Drawing 2 is a flow chart which shows the flow of the send action of the space division multiple control data in a sending set. With the flow chart shown in drawing 2, the maximum of the number of antennas in a sending set and the number of send data series is not carried out in 2, but it is shown as any value. In order to simplify explanation, the case where the number of antennas and the number of data series which are used for transmission are the same is shown.

[0072]

In the sending set before starting transmission, both the values of  $k_x$  and  $k_{1x}$  are set to the transmission-control circuit 103 by 1. In the sending set, in spite of having transmitted the space division multiple control data, the parameter Nack



which shows the number of times which was not able to receive Ack is memorized, and 0 is set to the value of Nack as an initial value now. In the space division multiple control data generating section 102 of a sending set,  $k1=n$  shall be set up as  $ktx=n$  and the number of data series as the number of transmission antennas used for data transmission (Step S200).

[0073]

First, a sending set assigns the value which subtracted the value of Nack from  $n$  to the number  $ktx$  of transmission antennas set up in the space division multiple control data generating section 102. The value which subtracted the value of Nack from  $n$  is assigned to  $k1$  data series (Step S201). Here, since it is  $Nack=0$ , it is still  $ktx=k1=n$ . After this, it judges whether it is  $ktx=0$ , and if it is  $ktx=0$ , processing will be ended (Step S202).

[0074]

Next, a sending set transmits space division multiple control data to a receiving set with the number  $ktx$  of transmission antennas and  $k1$  data series which are set up in the space division multiple control data generating section 102 now (Step S203).

[0075]

When Ack is received from a receiving set (Step S204), It judges that communication by the number  $ktx$  of transmission antennas and  $k1$  data series is possible, and the value of  $ktx$  is assigned to the number  $kx$  of antennas used for communication also in the transmission-control circuit 103, and the value of  $k1$  is assigned to the number  $k1x$  of data series, respectively (Step S206). Then, data communications can be started by the above-mentioned conditions (Step S207).

[0076]

When Nack is received from a receiving set, or when reply data is not received in fixed time (Step S204), the value of Nack is made to increase one time (Step S205), and it returns to Step S201. In Step S201, after resetting the number  $ktx$  of transmission antennas and  $k1$  data series in the space division multiple control data generating section 102, unless  $ktx$  is 0 (Step S202), space division multiple control data is again transmitted to a receiving set.

[0077]

Thus, space division multiple control data is transmitted to a receiving set, reducing the number  $ktx$  of transmission antennas, and  $k1$  data series every [ 1 ], The number  $ktx$  of transmission antennas and  $k1$  data series in the time of receiving Ack from a receiving set are set up as the number  $kx$  of antennas used for subsequent communications, and the number  $k1x$  of data series, and data communications are performed. however, a receiving set is non-receipt, when it is set to  $ktx=0$  before receiving Ack from a receiving set (Step S202) — or it judges that it does not exist and processing is interrupted.

Thus, by controlling the send action of a sending set, the communication using the number of antennas and the number of data series maximum in the range which can receive a receiving set is establishable.

[0078]

Drawing 3 is a block diagram showing roughly the composition of the receiving set used in the radio data transmission system of this embodiment.

In drawing 3, the receiving set of this embodiment The antennas 301A and 301B, It comprises RF sections 302A and 302B, the OFDM signal receiving circuits 303A and 303B, the space division multiple control data analysis circuit 304, the reception-control circuit 305, the SDM treating part 306, and the received-data treating part 307.

[0079]

RF sections 302A and 302B are provided with the RF circuit changed into the frequency band which can carry out digital processing of the RF signal received from the sending set by wireless data transmission.

The OFDM signal receiving circuits 303A and 303B are provided with the circuit for performing OFDM recovery processing to the input signal by which frequency conversion was carried out in RF sections 302A and 302B. The OFDM signal receiving circuit 303B extracts again the space division multiple control data contained in an input signal, and outputs it to the space division multiple control data analysis circuit 304.

[0080]

The space division multiple control data analysis circuit 304 analyzes the space division multiple control data received from the OFDM signal receiving circuit 303B, and outputs the result to the reception-control circuit 305. Specifically,  $k_{tx}$  and  $k_1$  which are contained in space division multiple control data shall be detected and outputted.

[0081]

The reception-control circuit 305 controls the OFDM signal receiving circuits 303A and 303B and the SDM treating part 306 based on the space division multiple control data received from the space division multiple control data analysis circuit 304. Although based on a predetermined algorithm about the method of this control, it explains in detail later.

[0082]

The reception-control circuit 305 outputs the signal which controls again the number  $k_x$  of antennas and the number  $k_{1x}$  of data series which are used for data receiving in a receiving set like the transmission-control circuit 103 of the sending set shown in drawing 1.

The received-data treating part 307 is provided with a circuit which performs required processing of an error correction etc. to an input signal to which it restored.

[0083]

According to this embodiment, when set to  $k_x=k_{1x}=1$  in the reception-control circuit 305, the antenna 301B, RF section 302B, the OFDM signal receiving circuit 303B, and the received-data treating part 307 perform receiving operation. When set to  $k_x=k_{1x}=2$  in the reception-control circuit 305, The antenna 301A, RF section 302A,

and the OFDM signal receiving circuit 303A, After processing an input signal by two data series with the antenna 301B, RF section 302B, and the OFDM signal receiving circuit 303B, in the SDM treating part 306, an OFDM signal from these two data series is compounded, and it processes by the received-data treating part 307. a compositing process of an OFDM signal in the SDM treating part 306 — the above — the same inverse-matrix arithmetic circuit shall perform as a Prior art explained [0084]

Although the number of receiving antennas and the number of data series in a receiving set as well as a sending set are also set to two in drawing 3, this embodiment is not limited to this and can use a receiving set provided with arbitrary numbers of the numbers of receiving antennas, and the number of data series. [0085]

Drawing 4 is a flow chart which shows the flow of the receiving operation of the space division multiple control data in the above-mentioned receiving set. With the flow chart shown in drawing 4, the maximum of the number of antennas and the number of send data series which are used in a receiving set is not carried out in 2, but it is shown as any value  $kr_x$ . In order to simplify explanation, the case where the number of antennas and the number of data series which are used for reception are the same is shown. [0086]

In the receiving set before a data receiving start, both the numbers  $k_x$  of antennas and numbers  $k_1$  of data series that are used for reception are set as 1 in the reception-control circuit 305 (Step S300). If space division multiple control data is received from a sending set, this will be analyzed in the space division multiple control data analysis circuit 304, and the value of  $k_{tx}$  and  $k_1$  which are contained in data will be acquired (Step S301). [0087]

The reception-control circuit 305 compares the value of  $k_{tx}$  and  $k_1$  with the value of  $kr_x$  (Step S302). In this example, since the value of  $k_{tx}$  and  $k_1$  is equal, the value of  $k_1$  is used for comparison.

In Step S302, in being  $k_1 \leq kr_x$ , Since reception with the number of antennas and the number of data series which are shown by  $k_{tx}$  and  $k_1$  will be possible, While transmitting Ack to a receiving set (Step S303), in the reception-control circuit 305, the value of  $k_{tx}$  and  $k_1$  is assigned to the number  $k_x$  of antennas and the number  $k_1$  of data series which are used for reception, respectively (Step S304). Since data transmission is started by the number  $k_{tx}$  of antennas, and  $k_1$  data series from a sending set after transmitting Ack, this is receivable (Step S305). [0088]

In Step S302, since reception with the number of antennas and the number of data series which are shown by  $k_{tx}$  and  $k_1$  will be impossible when it is  $k_1 > kr_x$ , processing is ended, without transmitting Nack to a receiving set or operating at all. [0089]

Thus, by controlling the receiving operation of a receiving set, it can cooperate with the send action of the above-mentioned sending set, and the communication using the number of antennas and the number of data series maximum in the usable range can be established between a sending set and a receiving set.

[0090]

Although the example which constituted from the above the sending set and receiving set which are used in the radio data transmission system of this embodiment as separate equipment was shown, using as transceiving equipment which unified these is also possible.

[0091]

[A 2nd embodiment]

Drawing 5 is a figure showing roughly the composition of the radio data transmission system concerning a 2nd embodiment of this invention. In drawing 5, the radio data transmission system of this embodiment comprises the transceiving equipment A, the transceiving equipment B, and the transceiving equipment C.

[0092]

The transceiving equipment A and the transceiving equipment B are transceiving equipment of the SDM-OFDM system same with having been shown in a 1st embodiment, and are provided with two antennas and the digital disposal circuit (not shown) of two series, respectively. On the other hand, the transceiving equipment C is transceiving equipment which operates with the radio communications system which uses the conventional 5GHz bandwidths, such as ARIB-STD T-71 and IEEE802.11a, and performs radio using a 5GHz bandwidth altogether.

[0093]

This embodiment explains taking the case of a case where the transceiving equipment C is a thing of ARIB-STD T-71 specification, as shown in drawing 5. As shown in drawing 5, between the transceiving equipment A and the transceiving equipment B, it is possible to also perform radio by T-71 [ besides radio by an SDM-OFDM system ] system, but. Between the transceiving equipment A or the transceiving equipment B, and the transceiving equipment C, only radio by T-71 system shall be performed.

[0094]

In a radio data transmission system of this embodiment constituted as mentioned above, how to communicate while transceiving equipment of an SDM-OFDM system has conventional transceiving equipment and compatibility of T-71 system which use a 5GHz bandwidth is explained.

[0095]

Here, the case where data communications are performed to the transceiving equipment B from the transceiving equipment A is considered. As shown in drawing 5, as for the transceiving equipment A, the transceiving equipment B can perform data communications using two antenna TRxB\_Ant\_a and TRxB\_Ant\_b using two antenna TRxA\_Ant\_a and TRxA\_Ant\_b.

[0096]

Drawing 6 is a figure showing roughly the composition of the packet transmitted to the transceiving equipment B from the transceiving equipment A in the radio data transmission system of this embodiment. In drawing 6, the packet by which the packet to which fromTRxA\_Ant\_a is transmitted from antenna TRxA\_Ant\_a of the transceiving equipment A is transmitted to from TRxA\_Ant\_b from antenna TRxA\_Ant\_b is shown.

[0097]

About the field B, C, and SF in each packet shown in drawing 6, it shall be the same as that of the thing of the conventional technology shown by drawing 15, and shall be generated according to ARIB-STD T-71 specification. DF (a) and DF (b) are data fields, and are the same as that of DF shown in drawing 15. In this embodiment, how to assign send data every 2 [ 1/ ] to DF (a) and DF (b), respectively, and assign shall be based on arbitrary methods. It adds to the field B, C, and SF, and the preamble D for propagation path estimates for SDM-OFDM and D' are included in the preamble of each packet, respectively.

[0098]

Since the field B, C, and SF is the completely same data in two packets shown in drawing 6, The transceiving equipment A and B does not necessarily need to transmit these data from both antennas, for example, it may be made to transmit only from antenna TRxA\_Ant\_a about the data of the field B, C, and SF.

[0099]

In the transceiving equipment B which received these packets, it can restore to the data contained in these packets by carrying out signal processing even of the field B, C, and SF in the mode of T-71, and carrying out signal processing of the field after it in the mode of SDM first.

[0100]

Even when the transceiving equipment C receives these packets, up to the field B, C, and SF, signal processing can be performed and it can restore to data.

[0101]

About the data contained in SF of two packets shown in drawing 6, it is the same as that of the thing of the conventional technology shown in drawing 16. That is, SF comprises 24-bit data and the data which the data in which the modulation method (Rate) of DF is shown shows the length of DF by 4 bits is contained by 12 bits.

[0102]

Since 4 bits of data in which the modulation method of DF is shown are assigned, 16 kinds of modulation methods can be specified at the maximum. However, by T-71, only the actual condition and eight kinds of modulation methods are used, and any modulation methods other than these are not specified. 1/2, 2/3, and 3/4 are specifically defined as a modulation method as four kinds, BPSK, QPSK, 16QAM, and 64QAM, and a coding rate of an error correcting code, and the transmission rate of DF is decided by such combination.

[0103]

Since the number of data series used for transmission and reception is 1 in T-71, if the modulation method of the eight above-mentioned kinds of DFs is expressed in the form of a transmission rate (a modulation method, a coding rate, the number of data series), 6Mbps (BPSK, 1/2, 1), 9Mbps (BPSK, 3/4, 1), It is set to 12Mbps (QPSK, 1/2, 1), 18Mbps (QPSK, 3/4, 1), 24Mbps (16QAM, 1/2, 1), 36Mbps (16QAM, 3/4, 1), 48Mbps (64QAM, 2/3, 1), and 54Mbps (64QAM, 3/4, 1).

[0104]

In Rate of above-mentioned SF, 1101, 1111, 0101, 0111, 1001, 1011, 0001, and 0011 are assigned according to the above-mentioned order, respectively as bit data in which the modulation method of these eight kinds of DFs is shown.

[0105]

In this embodiment, further Rate of SF as a modulation method of DF in communication with SDM-OFDM mode, 12Mbps (BPSK, 1/2, 2), 18Mbps (BPSK, 3/4, 2), 24Mbps (QPSK, 1/2, 2), 36Mbps (QPSK, 3/4, 2), Eight kinds of 48Mbps (16QAM, 1/2, 2), 72Mbps (16QAM, 3/4, 2), 96Mbps (64QAM, 2/3, 2), and 108Mbps (64QAM, 3/4, 2) are included. The number of data series used for transmission and reception with SDM-OFDM mode is set to 2.

[0106]

As bit data in which a modulation method of DF used in these SDM-OFDM mode is shown, 1100, 1110, 0100, 0110, 1000, 1010, 0000, and 0010 are assigned according to the above-mentioned order. As compared with assignment of bit data to a modulation method of DF in the T-71 above-mentioned mode, these. Top 3 bits is common, and the things with same modulation method and coding rate are assigned so that 1 bit of low ranks may change with T-71 mode or SDM-OFDM modes. For this reason, the number of data series used for transmission and reception can be judged from 1 bit of low ranks of bit data.

[0107]

Although the number of data series is different when the transmission rate by the modulation method in T-71 mode and each SDM-OFDM mode is compared in the above, there is combination to which a transmission rate becomes the same. For example, they are 12Mbps (QPSK, 1/2, 1), 12Mbps (BPSK, 1/2, 2), etc. Thus, since the propagation environment for which it was suitable with the number of send data series differs even if the transmission rate overlaps in two or more modulation methods, it cannot generally be said that it is useless. However, in order to use effectively the small number of bits assigned in SF, the assignment which produces such duplication cannot be said to be the optimal thing.

[0108]

In order to assign the bit data in which the modulation method of DF in SF is shown efficiently to various modulation methods, If the number of data series uses the modulation method of few directions preferentially when a transmission rate becomes the same between different modulation methods, the transmitting and

receiving processing of data also becomes easy, and is effective also for reduction of the power consumption in transceiving equipment. It is made not to assign this bit data and may be made to assign a modulation method with many data series by a substitute about the modulation method of a direction with many data series among the overlapping modulation methods.

[0109]

In the above, for example, 12Mbps in SDM-OFDM mode (BPSK, 1/2, 2), 18Mbps (BPSK, 3/4, 2), 24Mbps (QPSK, 1/2, 2), To 36Mbps (QPSK, 3/4, 2) and 48Mbps (16QAM, 1/2, 2), bit data in inside of SF are not assigned, It can replace with this and bit data can be assigned to 144Mbps (64QAM, 2/3, 3) with more data series, 162Mbps (64QAM, 3/4, 3), etc.

[0110]

In the transceiving equipment B which, on the other hand, received a packet shown in drawing 6, a bit pattern which shows a modulation method of DF contained in SF is detected. In the above-mentioned example, when 1 bit of low ranks of a bit pattern are 1, it judges that it is T-71 mode, and in being 0, it judges that it is in SDM-OFDM mode. Since the number of data series is two or more, in the case of SDM-OFDM mode, the preamble D for propagation path estimates contained in a packet and D' are acquired, and propagation path estimate for restoring to an input signal with SDM-OFDM mode is carried out to it. It receives as data of a modulation method by a SDM-OFDM mho also about DF.

[0111]

In the transceiving equipment A and B which can perform wireless data transmission with both T-71 mode and SDM-OFDM mode as mentioned above, drawing 7 is a flow chart which shows a flow of operation at the time of receiving wireless data. In drawing 7, about processing from Step S701 to S709, since it is the same as that of the conventional receiving set shown in drawing 17, explanation is omitted here.

[0112]

The transceiving equipment A and B which received a packet shown in drawing 6 in this embodiment, If data which this packet contains a preamble of T-71 system, and is contained in SF in that preamble judges with the right, Bit data in which a modulation method of DF furthermore contained in SF is shown are detected, and it is judged whether it is transmitted in that this packet is transmitted in SDM-OFDM mode, or T-71 mode (Step S711). The judging standard and method are as having described above.

[0113]

The transceiving equipment A and B restores to the data contained in DF with an SDM-OFDM system, when it judges with a receive packet being transmitted in SDM-OFDM mode (Steps S712 and S713). About this recovery processing, it is considered as the same thing as the processing in the above-mentioned sending set and receiving set of a 1st embodiment.

[0114]

By the way, when the packet shown in drawing 6 in the transceiving equipment C shown in drawing 5 is received, the reception only of the packet transmitted in T-71 mode can be carried out. That is, in drawing 7, a series of processings of Steps S701-S705 can be performed. However, when what shows SDM-OFDM as a bit pattern which shows the modulation method of DF in SF is contained. the data besides regulation is contained in SF — since it becomes, it judges that SF has an error in Step S703, and progresses to processing of Step S708.

[0115]

When received radio field intensity is more than [ predetermined ] threshold value L2 in Step S709 at this time, it can judge that T-71 carrier communication is in use, and the transceiving equipment C cannot perform a send action.

[0116]

In the radio data transmission system of this embodiment. The information for identifying these using the same preamble in T-71 system and an SDM-OFDM system, Since it has composition included in SF as bit data in which the modulation method of DF is shown, even if the transceiving equipment of T-71 system and the transceiving equipment of an SDM-OFDM system are intermingled in a system, wireless data transmission can be performed among these.

[0117]

[A 3rd embodiment]

In the radio data transmission system of a 2nd embodiment, the transceiving equipment C of T-71 system. Since SF in a packet is normally unacquirable even if it receives the packet of an SDM-OFDM system, there is no other way but to measure [ a means to judge the operating condition of carrier communication when radio is performed by the SDM-OFDM system ]. Thus, when the operating condition of a carrier is judged only based on received radio field intensity, even if an electric wave is under reception in other transceiving equipment, there is a problem that a send action may be performed without the ability to distinguish this.

[0118]

In a radio data transmission system of a 2nd embodiment. As a method of distinguishing a signal by T-71 system, and a signal by an SDM-OFDM system, Bit data in which a modulation method (are they T-71 system or an SDM-OFDM system?) of DF is shown in SF of a transmitting packet are included, and suppose transceiving equipment which received this that it is based on these bit data and a packet by a system of a gap is judged.

[0119]

On the other hand, according to this embodiment, it is characterized by using a reserve bit (Reserve in drawing 16) contained in SF of a packet. Suppose that 0 is specifically assigned to a reserve bit when a packet is what is depended on T-71 system, and it assigns 1 in being what is depended on an SDM-OFDM system. In addition, a radio data transmission system and transceiving equipment of this embodiment shall be constituted like a thing of a 2nd embodiment, and shall operate



similarly.

[0120]

Since it can be recognized as it being a packet of an SDM-OFDM system if it detects by this that Reserve of SF is 1 even if transceiving equipment of T-71 system is a case where a packet of an SDM-OFDM system is received, Even if data besides regulation is contained in SF, it does not judge that it is an error, but time for data length of DF and a waiting state which does not perform transmission and reception can be maintained.

[0121]

By the way, in the radio data transmission system of a 2nd embodiment, it has transmitted including the bit data (Length in drawing 16) in which the data length of DF is shown in SF of a transmitting packet. Since the modulation method of DF cannot be recognized even if the transceiving equipment C of T-71 system is able to acquire Length from SF of the packet of an SDM-OFDM system which received, The time which reception of a data part including the preamble and DF for SDM-OFDM takes can be recognized correctly.

[0122]

Therefore, although the transceiving equipment of T-71 system can recognize that a receive packet is a packet of an SDM-OFDM system by using Reserve of SF as mentioned above, standby time until transmission and reception of the packet concerned are completed cannot be judged. In order to cope with this, with the transceiving equipment of T-71 system, the time which packet sending and receiving takes based on the value of Length acquired from SF of the packet of an SDM-OFDM system is estimated, and it is possible to make this into standby time.

[0123]

Data communications are considered that standby time which the above estimated an SDM-OFDM system from \*\*\*\*\* at high speed compared with T-71 system will generally become longer than time which actual transmission and reception usually take. In this case, after actual transmission is completed, in spite of not transmitting an electric wave, there is a period which becomes that transceiving equipment is a receive state with as, electric power will be consumed vainly and also timing of transmission will be overdue.

[0124]

On the other hand, when the estimated above-mentioned standby time becomes shorter than time which actual transmission and reception take, transceiving equipment operates electric wave detection again (Step S1701 of drawing 17), but. Since a preamble of T-71 is undetectable in a reception radio wave, an operating condition of carrier communication is judged based on received radio field intensity, and it will be in a state (Steps S1706-S1707 of drawing 17) of waiting for opening of carrier communication. However, although it turns out that data communications of T-71 system (however, SDM-OFDM modulation is further carried out after a preamble) are performed at this time, As shown in drawing 17, the judging standard

L1 of received radio field intensity at the time of judging that a reception radio wave is not T-71 system will be used.

[0125]

Therefore, in the wireless data transmission system of a 2nd embodiment. Since the above inconvenience arises in the transceiving equipment by T-71 system, there is a problem that data communications are not performed efficiently especially under the situation where the transceiving equipment by T-71 system and the transceiving equipment by an SDM-OFDM system are intermingled.

[0126]

So, in this embodiment, it is further characterized by transmitting to Length in SF including the data length which applied the data length of DF, and the data length of the preamble D for propagation path estimates, and D' about the packet which transmits in SDM-OFDM mode. Here, the data length of the preamble D for propagation path estimates to add and D' shall be the data length according to the time required when the modulation method used for transmission of the packet concerned receives.

[0127]

Thus, by including in SF the data according to the preamble D for propagation path estimates which becomes redundant to the packet of T-71 system among the packet of an SDM-OFDM system, and the actual receiving time of D' which is shown as for data length, and transmitting, Even if the transceiving equipment by T-71 system is a case where the packet of an SDM-OFDM system is received, it becomes possible to recognize the packet length correctly. Therefore, what is necessary is just to change the period equivalent to the packet length concerned into the waiting state.

[0128]

A concrete example is shown below. A case where the number of send data series transmits from an antenna of 2 and both sides and receives 100 bytes of data (a total of 200 bytes) by 16QAM R=3/4 with an SDM-OFDM system is considered (in transmitting and receiving by T-71 system). 16QAM R = 18 bytes of data can be transmitted and received by 1 OFDM symbol three fourths. Let time which transmission and reception of the preamble D for propagation path estimates of SDM-OFDM and D' take be 2 OFDM-symbol time.

[0129]

At this time, set 2 to Rate of SF as a modulation method of DF as 16QAM R=3/4, and the number of send data series, and to Length. Bit data equivalent to 136 bytes which is a value adding 100 bytes which is the data length of DF, and the  $2 \times 18 = 36$  byte (2 OFDM-symbol time) which is the data length of the preamble D for propagation path estimates and D' are set up. Reserve (reserve bit) of SF is set as one.

[0130]

In [ if it was set up in this way and transmitted and packet reception of the

transceiving equipment of an SDM-OFDM system is carried out ] SF in a packet, It detects that Reserve is one, that data length is set as 136 bytes by Length, and that a modulation method is set as 16QAM R=3/4 by Rate. By modulation method 16QAM R=3/4, transceiving equipment can be judged to be 18 bytes by which data length of the preamble D for propagation path estimates and D' is equivalent to a part for 2 OFDM-symbol time, and can be computed as data length of DF is 100 bytes. It judges that data length of SDM-OFDM is total and is 200 bytes since the number of data series is 2 by Rate of SF, and restores to an input signal such.

[0131]

On the other hand, when the transmitting packet of the above [ the transceiving equipment of T-71 system ] is received, In SF in a packet, it detects that Reserve is one, that data length is set as 136 bytes by Length, and that the modulation method is set as 16QAM R=3/4 by Rate. Since it can recognize that transceiving equipment contains the data which cannot restore to a packet since Reserve is 1, judgment that SF has an error is not made. Since it turns out that data length including a part for the preamble D for propagation path estimates and D' is 136 bytes, transceiving equipment can maintain the period equivalent to this, and the waiting state which does not perform transmission and reception.

[0132]

[A 4th embodiment]

In the radio data transmission system of a 2nd above-mentioned embodiment and a 3rd embodiment, In transmitting and receiving data using two antennas and two data series with an SDM-OFDM system, send data was divided into two in the transmitting side, and it has specified it that each is included in DF (a) and DF (b) of a transmitting packet, and it transmits. These two DFs are the same data length, and they are to become irregular with the same modulation method and to be transmitted.

[0133]

However, it is convenient if two different data in these two data series can also be transmitted. In this case, although data length of DF (a) and DF (b) does not necessarily become equal, in a radio data transmission system of a 2nd embodiment and a 3rd embodiment, it needs to make the same data length of DF (a) and DF (b), and needs to transmit. DF (a) and DF (b) cannot be modulated with a different modulation method, and it cannot transmit, either.

[0134]

A radio data transmission system concerning a 4th embodiment of this invention transmits and receives data by packet composition specified in order to cancel such inconvenience. Except for this packet composition, it is considered as a thing of a 2nd embodiment and a 3rd embodiment, and same thing about composition and operation of transceiving equipment used for a radio data transmission system of this embodiment, and this.

[0135]

Drawing 8 is a figure showing roughly packet composition of data of an SDM-OFDM system transmitted and received in a radio data transmission system of this embodiment. In a packet shown in drawing 8, about the field B, C, and SF, D, and D', since it is the same as that of what is shown in drawing 6, explanation is omitted here.

[0136]

In packet composition in this embodiment, the feature of inserting the signal fields SF (a) and SF (b) is carried out, respectively between the propagation path estimate symbol D of an SDM-OFDM system, and D' and DFs (a) (b). SF (a) and SF (b) contain data in which a modulation method (Rate) and data length (Length) of DF (a) and DF (b) are shown, respectively. This packet includes information which shows whether it is what is depended on an SDM-OFDM system in Reserve of SF like a 2nd embodiment and a 3rd embodiment. Also in Length of SF, it is preferred that the same data as a 2nd embodiment or a 3rd embodiment is included.

[0137]

By this transceiving equipment of an SDM-OFDM system which received these packets, First, if it recognizes that a receive packet contains data of an SDM-OFDM system by Reserve of SF, based on following SF (a) and SF (b), recovery processing of data contained in DF (a) and DF (b) can be performed further. In this way, two packets containing different data are transmitted and received according to a data series different, respectively, in a receiver, recovery processing which became independent to each packet can be performed, and data can be acquired.

[0138]

In this embodiment, since it constitutes like conventional SF shown in drawing 16, a format of SF (a) and SF (b) can be processed as usual in transceiving equipment of this embodiment. For this reason, in using this embodiment, it is not necessary to decide new specification at all.

When transceiving equipment of T-71 system receives a packet of this embodiment, it shall process like a 2nd embodiment and a 3rd embodiment.

[0139]

[A 5th embodiment]

Although a physical operating condition of carrier communication can be checked by measuring a reception radio wave in transceiving equipment in the above 2nd - a 4th embodiment, a logical operating condition of carrier communication cannot be checked by this method. In an SDM-OFDM system, since inside of MAC control information is included in a data field of a packet and data in which a reserved period of a medium which is needed for a series of communications is shown is contained in this MAC control information, this data shows a logical operating condition of carrier communication.

[0140]

However, in the transceiving equipment which performs only radio by T-71 system, since it cannot restore to the data field of the packet by an SDM-OFDM system,

the logical operating condition of carrier communication cannot be checked. However, in order to stabilize the radio data transmission system of this invention more and to operate, also in the transceiving equipment which performs only radio by T-71 system, it is preferred that the logical operating condition of carrier communication is acquirable from this MAC control information.

[0141]

Then, it is characterized by performing \*\*\*\* communication for packets constituted from a wireless data communication system concerning a 5th embodiment of this invention so that the MAC control information included in the packet of an SDM-OFDM system also with the transceiving equipment of T-71 system could be received. Except for this packet composition, it is considered as the 2nd – the thing of a 4th embodiment and the same thing about the composition and operation of the transceiving equipment used for the radio data transmission system of this embodiment, and this.

[0142]

Drawing 9 is a figure showing roughly the packet composition of the data of the SDM-OFDM system transmitted and received in the radio data transmission system of this embodiment. In the packet shown in drawing 9, since it is the same as that of the field B, C, and SF, D, D', and the thing shown in drawing 6 and drawing 7 about SF (a) and SF (b), explanation is omitted here.

[0143]

In the packet shown in drawing 9, it uses as a flag which shows whether this packet is an SDM-OFDM system about Reserve (reserve bit) of SF, or it is T-71 system like the above-mentioned 3rd – a 4th embodiment. Length of SF contains the data in which length is shown. DF includes only MAC control information as data. DF (a) and DF (b) contain the transmission data except MAC control information, respectively.

[0144]

The transceiving equipment of the SDM-OFDM system which received the packet of such composition, While restoring to B in a packet, C, SF, and DF by T-71 system, based on the value of Reserve in SF, it restores to D, D', SF (a), SF (b), DF (a), and DF (b) with an SDM-OFDM system.

[0145]

The transceiving equipment of T-71 system which received the above-mentioned packet restores to B in a packet, C, SF, and DF by T-71 system. Although transmission data is not contained in DF, since MAC control information is included, thereby, transceiving equipment becomes possible [ recognizing the logical thing operating condition of carrier communication ].

[0146]

[A 6th embodiment]

The radio data transmission system concerning a 6th embodiment of this invention is characterized by the number of send data series being identifiable with the preamble pattern in a packet. Except for this packet composition, it is considered as

the thing of each of above-mentioned embodiments, and the same thing about the composition and operation of the transceiving equipment used for the radio data transmission system of this embodiment, and this.

[0147]

Drawing 10 is a figure showing roughly the packet composition of the data of the SDM-OFDM system transmitted and received in the radio data transmission system of this embodiment. The packet shown in the upper row of drawing 10 is a packet transmitted when the number of send data series is 1, and the packet shown in the lower berth is a packet transmitted when the number of send data series is 2.

Among these packets, since it is the same as that of C, SF, DF, D, D', and the thing shown in drawing 6 and drawing 7 about DF (a) and DF (b), explanation is omitted here.

[0148]

A packet shown in the upper row of drawing 10 is the same composition as a packet by T-71 conventional system, and is ability ready for receiving also in which transceiving equipment of T-71 system and an SDM-OFDM system. As the whole, a cycle is  $T_B$  and the preamble B of this packet is generated by repeating the signal b of an equal pattern of periodic  $T_b$  10 times.

[0149]

On the other hand, in a packet shown in the lower berth of drawing 10, the preamble B is twice the length of a packet shown in the upper row, namely, it is generated by repeating the signal b of an equal pattern of periodic  $T_b$  20 times. Here, although the length of the preamble B of a packet shown in the lower berth is made into what [ twice ] is shown in the upper row, this is only an example of 1 composition of a packet, and the length of the preamble B can be set as any value in this embodiment.

[0150]

The transceiving equipment of T-71 system and an SDM-OFDM system, If the signal having contained each of above-mentioned packets is received, the signal with which only period  $T_b$  delayed the input signal is generated, correlation with this signal delay and input signal is taken, and detection of the existence of a signal and detection of receiving timing are performed from the pattern of this correlation. Here, the correlation between two signals means the similarity of the complex signal which the above-mentioned signal delay and each input signal contain. Complex multiplication of the amplitude of the complex signal which both signals contain is specifically carried out, and the value with which it integrated between period  $T_b$  is made into the correlation value.

[0151]

Drawing 11 is a figure showing the output wave of the correlation value which is computed as mentioned above and outputted from the preamble signal of each packet shown in drawing 10. The upper row of drawing 11 is a waveform outputted as a correlation value of the packet shown in the upper row of drawing 10. Since the preamble B of this packet repeats the signal b of periodic  $T_b$  10 times and is

generated, if correlation with that signal delay is taken, a correlation value will become large between period  $9 \times T_b$  mostly. The lower berth of drawing 11 is a waveform outputted as a correlation value of the packet shown in the lower berth of drawing 10, and it becomes mostly in between like the above period  $19 \times T_b$  [ the correlation value with the signal delay ] greatly.

In the wave form chart shown in drawing 11, since it has ignored about various kinds of noise components, it is a linear waveform. Correlation will be strong, so that time is taken along a horizontal axis, both the figures of the upper row and the lower berth have taken the correlation value along the vertical axis and the value of a correlation value is large.

[0152]

As shown in drawing 11, in the transceiving equipment of T-71 system and an SDM-OFDM system, the fixed threshold value is set up to the correlation value detected from an input signal. Transceiving equipment can detect the period  $T_{cor}$  when the correlation value of the received preamble signal exceeds this threshold value, and can identify the kind of input signal now based on this.

[0153]

For example, the transceiving equipment B shown in drawing 5 in order to receive the packet by the both sides of T-71 system and an SDM-OFDM system in the receiving set B. It constitutes so that it may operate as transceiving equipment of T-71 system, in the period  $T_{cor}$  when the correlation value of the received preamble signal exceeds a predetermined threshold value is computed, operating as transceiving equipment of an SDM-OFDM system in being  $T_{cor} > 15 \times T_b$ , and being  $T_{cor} \leq 15 \times T_b$ . It judges appropriately whether it is that by which a receive packet twists transceiving equipment to T-71 system by this, or it is what is depended on an SDM-OFDM system, and it becomes possible to operate as transceiving equipment by the system of the applicable one. Here, although it is making into the boundary condition whether for  $T_{cor}$  to exceed  $15 \times T_b$  as a standard which judges the communication method of a receive packet, any value can be set up with the threshold value over a correlation value.

[0154]

On the other hand, since the transceiving equipment C shown in drawing 5 is conventional transceiving equipment only for T-71 system, it does not have the function to judge the communication method of the above receive packets, but the packet of T-71 system as shown in the upper row of drawing 10 is received, and, naturally it can get over. When the transceiving equipment C receives the packet of the SDM-OFDM system shown in the lower berth of drawing 10, Although restoring to transmission data is unreceivable, since the preamble pattern of a packet is common to T-71 system, Even if it is possible to detect a reception radio wave and the packet of the above SDM-OFDM systems is transmitted and received in the radio data transmission system as shown in drawing 5, it does not have an adverse effect to a system.

[0155]

As described above, by a number of a transmission antenna used in an SDM-OFDM system. By changing a preamble pattern of a transmitting packet, it becomes possible to develop a system of an SDM-OFDM system on a radio data transmission system of T-71 system by which actual condition employment is carried out.

[0156]

[A 7th embodiment]

A radio data transmission system concerning a 7th embodiment of this invention is characterized by constituting so that a communication method of a receive packet can be identified by a preamble for SDM-OFDM propagation path estimates in a packet in equipment of a receiver.

[0157]

Drawing 12 is a figure showing roughly an example of composition of a packet of an SDM-OFDM system used in a radio data transmission system of this embodiment. In a packet shown in drawing 12, B, C, and SF shall be constituted like a packet by T-71 conventional system. Therefore, composition which includes data for identifying a communication method of a packet in Rate and Reserve of SF like each above-mentioned embodiment, or shows a communication method with data length of B is not taken.

[0158]

In drawing 12, the preamble D for SDM-OFDM propagation path estimates and D' contain data called D1, D2 and D1, and -D2, respectively. D1 is data contained in common with a head of D and D', and a receiving set becomes possible [ identifying ] about data of an SDM-OFDM system following below with this data. For example, what is necessary is just to constitute in a receiving set, so that it may have correlator which computes a correlation value, when the same waveform as D1 is received.

[0159]

It operates correlator and detects whether a signal following SF has waveform D1 and correlation while restoring to B, C, and SF with T-71 system, if a receiving set of an SDM-OFDM system is received [ a packet shown in drawing 12 ]. When correlation is detected (a correlation value computed by correlator exceeds a predetermined threshold value), it judges that data following below is data of an SDM-OFDM system, and restores to DF (a) or DF (b) using a propagation way procession presumed by D1 and D2 (- D2).

[0160]

It becomes possible to generate, transmit and receive a packet of an SDM-OFDM system, without adding change to data of SF already defined by T-71 according to packet composition shown in drawing 12, and composition of the above receiving sets.

[0161]

In a radio data transmission system of this embodiment. Since a waveform of an



OFDM symbol of the beginning of DF following SF is in agreement with D1 by chance or has high correlation even if it is a case where a packet of T-71 system is received, It may happen to judge this packet to be a packet of an SDM-OFDM system accidentally in a receiving set. What is necessary is just to insert Null (non-signal state), for example between SF, and the preamble D for propagation path estimates of an SDM-OFDM signal or D', in order to avoid such a detection error. About composition and operation of transceiving equipment used for a radio data transmission system of this embodiment, and this except for component part explained in the above, it is the same as that of a thing of conventional technology. [0162]

As mentioned above, although the concrete embodiment was shown and described about the radio data transmission system and wireless data transceiving equipment of this invention, this invention is not limited to these. If it is a person skilled in the art, it is possible to add various change and improvement to the composition and the function of invention which are applied within limits which do not deviate from the summary of this invention at each above-mentioned embodiment or other embodiments. [0163]

Especially, by each above-mentioned embodiment, in order to simplify explanation, only two antennas and the system using the two numbers of data series are shown, but this invention is not necessarily limited to this and can establish the space-division multiplexing system by arbitrary space multiplexed numbers. [0164]

Although ARIB-STD T-71 is illustrated in each above-mentioned embodiment as a conventional communication method used in accordance with an SDM-OFDM system, this invention is not necessarily limited to this and can be applied to IEEE802.11a etc., for example. [0165]

#### [Effect of the Invention]

As mentioned above, as explained, according to the radio data transmission system and wireless data transceiving equipment of this invention. A radio data transmission system and wireless data transceiving equipment to which two or more antennas are used and transmission and reception by two or more data series are made with an SDM-OFDM system in the same frequency band are provided. [0166]

In using such an SDM-OFDM system by a 5GHz bandwidth, a radio data transmission system and wireless data transceiving equipment provided with compatibility with radio communications systems, such as conventional ARIB-STD T-71 and IEEE802.11a, are provided. In the radio data transmission system of this invention, even if the transceiving equipment of an SDM-OFDM system and the transmission and reception system by the conventional system are intermingled, Since it can constitute so that the transceiving equipment of another side may not

start transmission while one transceiving equipment communicates, it becomes possible to provide the stable communications system.

[Brief Description of the Drawings]

[Drawing 1]It is a block diagram showing roughly the composition of the sending set used in the radio data transmission system concerning a 1st embodiment of this invention.

[Drawing 2]It is a flow chart which shows the flow of the send action of the space division multiple control data in the sending set shown in drawing 1.

[Drawing 3]It is a block diagram showing roughly the composition of the receiving set used in the radio data transmission system concerning a 1st embodiment of this invention.

[Drawing 4]It is a flow chart which shows the flow of the receiving operation of the space division multiple control data in the receiving set shown in drawing 3.

[Drawing 5]It is a figure showing roughly the composition of the radio data transmission system concerning a 2nd embodiment of this invention.

[Drawing 6]It is a figure showing roughly the composition of the packet transmitted and received in the radio data transmission system shown in drawing 5.

[Drawing 7]It is a flow chart which shows the flow of the processing at the time of performing receiving operation in the transceiving equipment A and B shown in drawing 5.

[Drawing 8]It is a figure showing roughly the packet composition of the data of the SDM-OFDM system transmitted and received in the radio data transmission system concerning a 4th embodiment of this invention.

[Drawing 9]It is a figure showing roughly the packet composition of the data of the SDM-OFDM system transmitted and received in the radio data transmission system concerning a 5th embodiment of this invention.

[Drawing 10]It is a figure showing roughly the packet composition of the data of the SDM-OFDM system transmitted and received in the radio data transmission system concerning a 6th embodiment of this invention.

[Drawing 11]It is a figure showing the output wave of the correlation value of the signal concerned computed from the preamble signal of each packet shown in drawing 10.

[Drawing 12]It is a figure showing roughly the packet composition of the data of the SDM-OFDM system transmitted and received in the radio data transmission system concerning a 7th embodiment of this invention.

[Drawing 13]It is a figure showing roughly the example of 1 composition of the radio communications system using SDM in conventional technology.

[Drawing 14]It is a figure showing the example of the packet format of the preamble for propagation way measurement transmitted from antenna TxAnt\_A and TxAnt\_B of a sending set which are shown in drawing 13.

[Drawing 15]It is a figure showing roughly the composition of the communication packet used in the OFDM wireless communication system using a 5GHz bandwidth.

[Drawing 16]It is a figure showing the composition of the data contained in the signal field (SF) of the communication packet shown in drawing 15.

[Drawing 17]In the receiving set by ARIB-STD T-71 specification, it is a flow chart which shows the flow of the processing which receives a radio transmitted wave, and to which it restores.

[Explanations of letters or numerals]

101 Send data generation part

102 Space division multiple control data generating section

103 Transmission-control circuit

104A, a 104B OFDM signal generating part

105A, a 105B RF section

106A and 106B Antenna

301A and 301B Antenna

302A, a 302B RF section

303A, a 303B OFDM signal receive circuit

304 Space division multiple control data analysis circuit

305 Reception-control circuit

306 SDM treating part

307 Received-data treating part

---

[Translation done.]

\* NOTICES \*

**JPO and INPIT are not responsible for any damages caused by the use of this translation.**

1.This document has been translated by computer. So the translation may not reflect the original precisely.

2.\*\*\*\* shows the word which can not be translated.

3.In the drawings, any words are not translated.

---

## DESCRIPTION OF DRAWINGS

---

[Brief Description of the Drawings]

[Drawing 1]It is a block diagram showing roughly the composition of the sending set used in the radio data transmission system concerning a 1st embodiment of this invention.

[Drawing 2]It is a flow chart which shows the flow of the send action of the space division multiple control data in the sending set shown in drawing 1.

[Drawing 3]It is a block diagram showing roughly the composition of the receiving set used in the radio data transmission system concerning a 1st embodiment of this invention.

[Drawing 4]It is a flow chart which shows the flow of the receiving operation of the space division multiple control data in the receiving set shown in drawing 3.

[Drawing 5]It is a figure showing roughly the composition of the radio data transmission system concerning a 2nd embodiment of this invention.

[Drawing 6]It is a figure showing roughly the composition of the packet transmitted and received in the radio data transmission system shown in drawing 5.

[Drawing 7]It is a flow chart which shows the flow of the processing at the time of performing receiving operation in the transceiving equipment A and B shown in drawing 5.

[Drawing 8]It is a figure showing roughly the packet composition of the data of the SDM-OFDM system transmitted and received in the radio data transmission system concerning a 4th embodiment of this invention.

[Drawing 9]It is a figure showing roughly the packet composition of the data of the SDM-OFDM system transmitted and received in the radio data transmission system concerning a 5th embodiment of this invention.

[Drawing 10]It is a figure showing roughly the packet composition of the data of the SDM-OFDM system transmitted and received in the radio data transmission system concerning a 6th embodiment of this invention.

[Drawing 11]It is a figure showing the output wave of the correlation value of the signal concerned computed from the preamble signal of each packet shown in drawing 10.

[Drawing 12]It is a figure showing roughly the packet composition of the data of the SDM-OFDM system transmitted and received in the radio data transmission system concerning a 7th embodiment of this invention.

[Drawing 13]It is a figure showing roughly the example of 1 composition of the radio communications system using SDM in conventional technology.

[Drawing 14]It is a figure showing the example of the packet format of the preamble for propagation way measurement transmitted from antenna TxAnt\_A and TxAnt\_B of a sending set which are shown in drawing 13.

[Drawing 15]It is a figure showing roughly the composition of the communication packet used in the OFDM wireless communication system using a 5GHz bandwidth.

[Drawing 16]It is a figure showing the composition of the data contained in the signal field (SF) of the communication packet shown in drawing 15.

[Drawing 17]In the receiving set by ARIB-STD T-71 specification, it is a flow chart which shows the flow of the processing which receives a radio transmitted wave, and to which it restores.

[Explanations of letters or numerals]

101 Send data generation part

102 Space division multiple control data generating section

103 Transmission-control circuit  
 104A, a 104B OFDM signal generating part  
 105A, a 105B RF section  
 106A and 106B Antenna  
 301A and 301B Antenna  
 302A, a 302B RF section  
 303A, a 303B OFDM signal receive circuit  
 304 Space division multiple control data analysis circuit  
 305 Reception-control circuit  
 306 SDM treating part  
 307 Received-data treating part

[Translation done.]

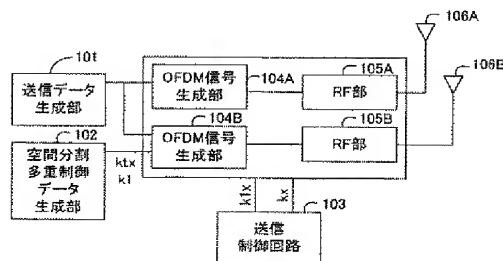
\* NOTICES \*

JPO and INPIT are not responsible for any  
 damages caused by the use of this translation.

- 1.This document has been translated by computer. So the translation may not reflect the original precisely.
- 2.\*\*\*\* shows the word which can not be translated.
- 3.In the drawings, any words are not translated.

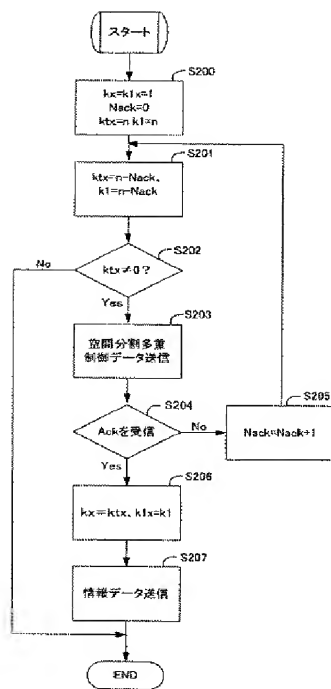
## DRAWINGS

[Drawing 1]



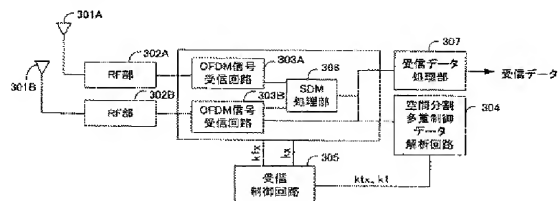
送信装置の簡易ブロック図

[Drawing 2]



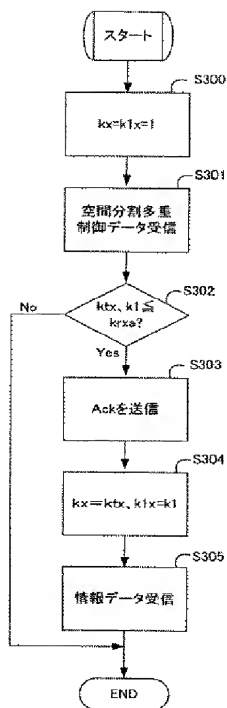
送信機の処理フロー

[Drawing 3]



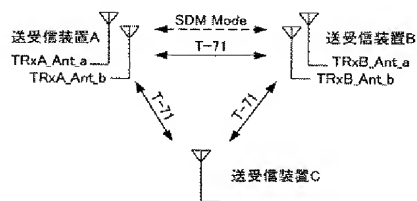
通信装置の構成ブロック図

[Drawing 4]



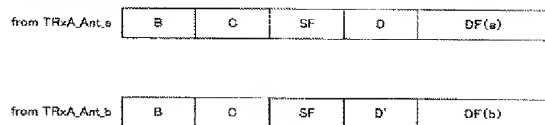
受信機の処理フロー

[Drawing 5]



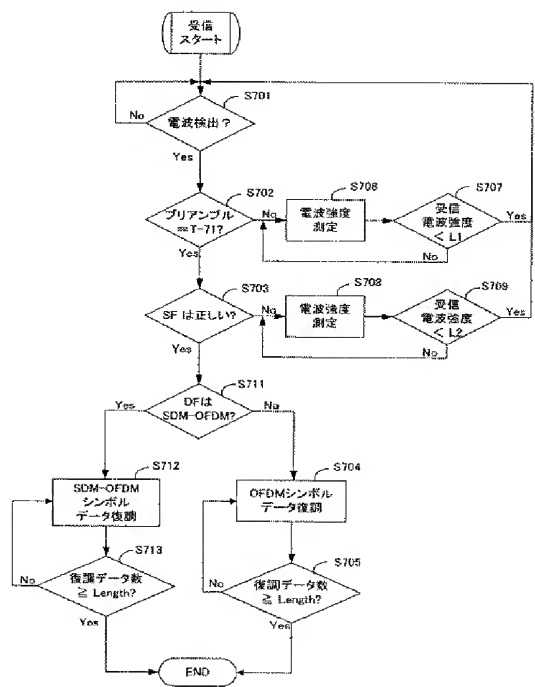
実施例2における端末の構成図

[Drawing 6]



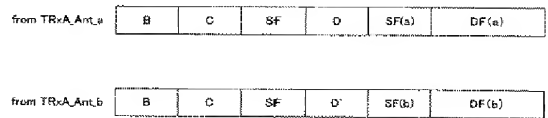
実施例2におけるパケット構成の1例

[Drawing 7]



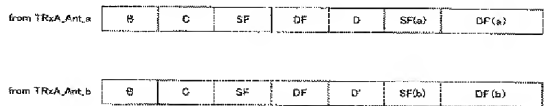
実施例 2、3 における受信装置の処理フロー

[Drawing 8]



実施例 4 におけるパケット構成の 1 例

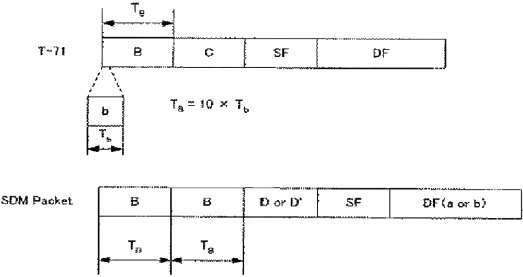
[Drawing 9]



実施例 5 におけるパケット構成の 1 例

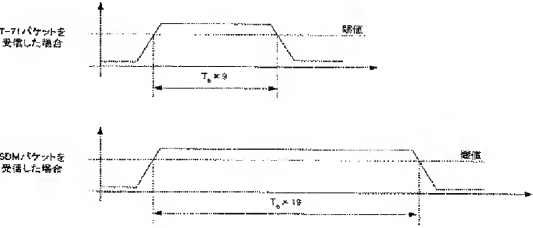


[Drawing 10]



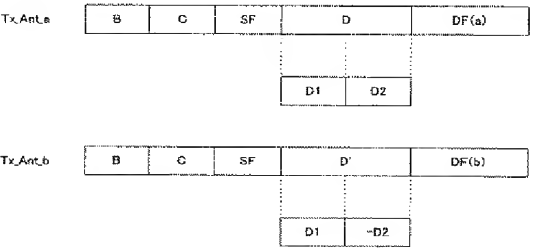
ARIB-STD T-71 仕様のプリアンプルと実施例 6 におけるパケット構成の 1 例

[Drawing 11]



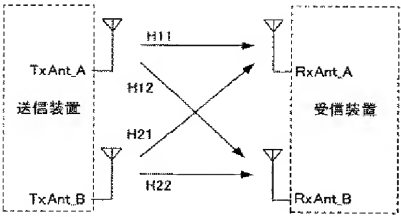
実施例 6 におけるプリアンプルを受信した時の相関器の出力波形イメージ

[Drawing 12]



実施例 7 におけるパケット構成の 1 例

[Drawing 13]



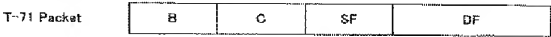
従来例におけるシステム概念図

[Drawing 14]



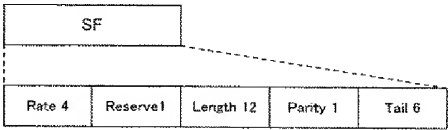
従来例におけるパケットフォーマット

[Drawing 15]



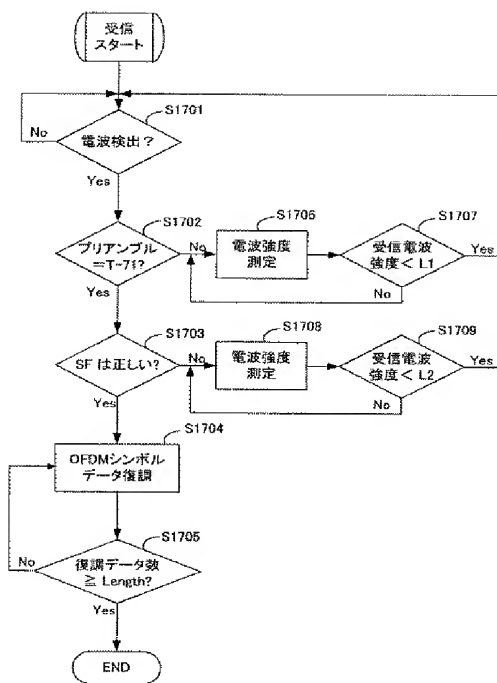
ARIB-STD T-71 仕様のパケット構成

[Drawing 16]



ARIB-STD T-71 仕様のパケットにおけるシグナルフィールドの詳細

[Drawing 17]



ARIB STD T-71 仕様における一般的な受信装置の処理フロー

[Translation done.]



**【特許請求の範囲】****【請求項 1】**

2 以上のアンテナを備え、1 系列以上のデータを同一の周波数チャンネルを用いて空間分割多重して無線送信する送信装置であって、  
前記 2 以上のアンテナのうち送信に用いるアンテナ数と送信するデータの系列数とを含む空間分割多重制御データを生成し、該空間分割多重制御データを少なくとも 1 系列のデータに含めて送信する手段を備えた送信装置。

**【請求項 2】**

請求項 1 に記載の送信装置から無線送信されたデータを受信可能な受信装置であって、  
受信したデータに含まれる前記空間分割多重制御データから、前記送信装置が送信に用い  
るアンテナ数及び送信するデータの系列数を取得し、該送信アンテナ数及びデータ系列数  
によりデータを受信可能かどうか判別し、判別結果を前記送信装置に送信する手段を備え  
た受信装置。 10

**【請求項 3】**

請求項 1 に記載の送信装置と、請求項 2 に記載の受信装置とを、それぞれ 1 以上含んで構成される無線データ伝送システム。

**【請求項 4】**

請求項 3 に記載の無線データ伝送システムにおいて、  
前記送信装置は、受信装置に対してデータ送信を開始するときに、送信に使用可能なアン  
テナの最大数と使用可能なデータ系列の最大数を前記空間分割多重制御データに含めて送  
信し、前記受信装置から、前記送信アンテナ数及びデータ系列数により受信が可能でない  
との判別結果を受信した場合には、前記送信アンテナ数及びデータ系列数のそれぞれを減  
じたものを前記空間分割多重制御データに含めて送信することを特徴とする無線データ伝  
送システム。 20

**【請求項 5】**

前記送信装置は、送信データを OFDM 方式で変調して送信する手段を備えており、  
前記受信装置は、受信データを OFDM 方式で復調する手段を備えていることを特徴とす  
る請求項 3 に記載の無線データ伝送システム。

**【請求項 6】**

請求項 1 に記載の送信装置と、請求項 2 に記載の受信装置とを備え、無線データの送信及  
び受信が可能であることを特徴とする無線データ送受信装置。 30

**【請求項 7】**

請求項 3 に記載の無線データ伝送システムにおいて、  
前記送信装置及び受信装置は、前記空間分割多重した送信データに、A R I B S T D -  
T 7 1 方式のプリアンプルを付加したデータパケットとして送信することを特徴とする無  
線データ伝送システム。

**【請求項 8】**

請求項 3 に記載の無線データ伝送システムにおいて、  
前記送信装置及び受信装置は、前記空間分割多重した送信データに、I E E E 8 0 2 . 1  
1 a 方式のプリアンプルを付加したデータパケットとして送信することを特徴とする無線  
データ伝送システム。 40

**【請求項 9】**

前記送信装置は、前記データパケットのプリアンプルに含まれるシグナルフィールドに、  
前記空間分割多重した送信データの変調方式を示すデータを含んで送信し、  
前記受信装置は、前記シグナルフィールドに示された変調方式により受信データを復調す  
ることを特徴とする請求項 7 又は 8 に記載の無線データ伝送システム。

**【請求項 10】**

前記送信装置は、さらに、前記データパケットのプリアンプルに含まれるシグナルフィー  
ルドに、送信データが空間分割多重方式によるデータであるかどうかを示すデータを含ん  
で送信することを特徴とする請求項 9 に記載の無線データ伝送システム。 50

## 【請求項 1 1】

前記送信装置は、さらに、前記データパケットのプリアンブルに含まれるシグナルフィールドに、送信データのデータ長を示すデータを含んで送信することを特徴とする請求項 9 に記載の無線データ伝送システム。

## 【請求項 1 2】

前記送信装置は、さらに、前記送信データの変調方式及びデータ長を示すデータを含んだシグナルフィールドを、前記送信データの先頭に付加して送信することを特徴とする請求項 9 から 1 1 のいずれか 1 項に記載の無線データ伝送システム。

## 【請求項 1 3】

前記送信装置は、さらに、送信データの MAC 制御情報を、前記 A R I B S T D - T 7 1 方式又は I E E E 8 0 2 . 1 1 a 方式のデータパケットのデータフィールドに含めて送信することを特徴とする請求項 1 2 に記載の無線データ伝送システム。

## 【請求項 1 4】

前記送信装置は、前記データパケットに含まれるプリアンブルの一部分のデータ長を、送信データの変調方式により変化させて送信し、  
前記受信装置は、前記プリアンブルの一部分のデータ長により、受信データの変調方式を識別し、該変調方式により受信データを復調することを特徴とする請求項 7 又は 8 に記載の無線データ伝送システム。

## 【請求項 1 5】

前記送信装置は、前記データパケット中の送信データの先頭に付加される伝播路推定用プリアンブルに、該送信データの変調方式を示すデータを含めて送信し、  
前記受信装置は、前記伝播路推定用プリアンブルにより示された変調方式により受信データを復調することを特徴とする請求項 7 又は 8 に記載の無線データ伝送システム。

## 【発明の詳細な説明】

## 【0 0 0 1】

## 【発明の属する技術分野】

本発明は、5 G H z 帯を使用した無線データ伝送システム及び無線データ送受信装置に関し、特に、伝送データを分割多重してデータ伝送を高速化した無線データ伝送システム、並びにこれを実現するための無線データ送信装置及び受信装置に関するものである。

## 【0 0 0 2】

## 【従来の技術】

近年、5 G H z 帯を使用した免許不要の小電力無線通信システムが複数提案され、規格化されている。例えば、A R I B (電波産業会) の H i S W A N (H i g h S p e e d W i r e l e s s A c c e s s S y s t e m) 規格では、5 G H z 帯において主に屋内向けの無線通信システムを提供する。

## 【0 0 0 3】

また、I E E E (米国電気電子学会) による無線 L A N 規格の一つである I E E E 8 0 2 . 1 1 a では、5 . 2 G H z 周辺の周波数帯域を使用し、変調方式には O F D M 方式、M A C 層には C S M A / C A (C a r r i e r S e n s e M u l t i p l e A c c e s s w i t h C o l l i s i o n A v o i d a n c e) 方式を採用しており、伝送速度は 3 6 ~ 5 4 M b p s の高速無線通信が可能な無線通信システムを提供している。

## 【0 0 0 4】

しかしながら、このような小電力無線通信システムに許可されている 5 . 1 5 G H z ~ 5 . 2 5 G H z 帯には、周波数帯域 2 0 M H z (占有信号周波数帯域は 1 8 M H z) のチャンネルが 4 つしかなく、無線通信システムとしてのスループットを向上させることは難しいと言われている。

## 【0 0 0 5】

このような状況下、伝送速度を向上させる技術として、S D M (S p a c e D i v i s i o n M u l t i p l e x i n g : 空間分割多重) という技術が提案されている。S D M を利用した無線通信システムでは、送信装置は複数のアンテナを用いて異なるデータを

同時に同一の周波数帯で送信し、受信装置はこれらの多重された信号を受信し分離することを特徴とする。

#### 【0006】

このようなSDMを利用した無線通信システムの一例について簡単に説明する。本例では、送信装置及び受信装置ともに2つのアンテナを備えており、送受信されるデータ系列も2つであるものとする。また、データの変調方式はどのようなものでも可能であるが、ここでは5GHz帯で仕様化が決められているOFDM変調方式を利用するものとする。

#### 【0007】

図13は、本例における無線通信システムの構成を概略的に示す図である。図13において、本無線通信システムの送信装置は2本のアンテナTx Ant\_\_A及びTx Ant\_\_Bを備えており、受信装置もまた2本のアンテナRx Ant\_\_A及びRx Ant\_\_Bを備えている。 10

#### 【0008】

送信装置から受信装置にデータを伝送する際には、送信装置は2つに分割したデータTx (A) 及びTx (B) のそれぞれを、アンテナTx Ant\_\_A及びTx Ant\_\_Bから同時に同一の周波数帯で送信する。

#### 【0009】

アンテナTx Ant\_\_Aから送信されたデータTx (A) は、伝播路H11及びH12を通り、それぞれ受信装置のアンテナRx Ant\_\_A及びRx Ant\_\_Bで受信される。同様に、アンテナTx Ant\_\_Bから送信されたデータTx (B) は、伝播路H21及びH22を通り、それぞれ受信装置のアンテナRx Ant\_\_A及びRx Ant\_\_Bで受信される。 20

#### 【0010】

受信装置のアンテナRx Ant\_\_Aでは、伝播路H11及びH21からの受信データを、合成された受信データRx (A) として受信する。同様に、アンテナRx Ant\_\_Bでは、伝播路H12及びH22からの受信データを、合成された受信データRx (B) として受信する。

#### 【0011】

ここで、受信装置の各アンテナにおける受信データRx (A) 及びRx (B) を、伝播路H11、H12、H21及びH22と、送信装置の各アンテナにおける送信データTx (A) 及びTx (B) とを用いて、以下の行列式(1)により表わすことができる。 30

#### 【0012】

【数1】

$$\begin{bmatrix} Rx(A) \\ Rx(B) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} H11 & H21 \\ H12 & H22 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Tx(A) \\ Tx(B) \end{bmatrix} \dots (1)$$

#### 【0013】

受信装置において、伝播路H11～H22が予め分かっている場合には、受信データRx (A) 及びRx (B) から送信データTx (A) 及びTx (B) が求められる。H11～H22で示される行列式をH(以下、「伝播路行列」と呼ぶ)とし、その逆行列を $H^{-1}$ とすると、送信データTx (A) 及びTx (B) は、以下の行列式(2)により表わすことができる。 40

#### 【0014】

【数2】

$$\begin{bmatrix} Tx(A) \\ Tx(B) \end{bmatrix} = H^{-1} \begin{bmatrix} Rx(A) \\ Rx(B) \end{bmatrix} \dots (2)$$

#### 【0015】

伝播路行列  $H$  は通信環境によって変化するので、データ伝送を行うに先立ち、送信装置から既知のデータを受信装置に伝送することにより伝播路行列  $H$  を求めるようにするのが一般的である。この既知のデータを伝播路測定用プリアンブルという。

【0016】

例えば、伝播路測定用プリアンブルとして、送信装置のアンテナ  $TxAnt\_A$  から  $a$ 、 $a$  というデータを、アンテナ  $TxAnt\_B$  から  $a$ 、 $-a$  というデータを、バーストの先頭に含めて送信した場合を考える。図14は、この伝播路測定用プリアンブルの送信時のパケットフォーマットの例を示す図である。送信装置の各アンテナから送信された伝播路測定用プリアンブルは、伝播路  $H$  を通って重畳され、受信装置の各アンテナ  $RxAnt\_A$  及び  $RxAnt\_B$  により受信される。

10

【0017】

このとき、受信装置のアンテナ  $RxAnt\_A$  で受信されたデータを  $r1$ 、 $r2$  とし、アンテナ  $RxAnt\_B$  で受信されたデータを  $r3$ 、 $r4$  とすると、次の行列式が成立する。

【0018】

【数3】

$$\begin{bmatrix} r1 & r2 \\ r3 & r4 \end{bmatrix} = H \begin{bmatrix} a & a \\ a & -a \end{bmatrix} \dots (3)$$

20

【0019】

上式において、 $r1 \sim r4$  は受信装置における受信データであり、 $a$  及び  $-a$  は予め既知のパイロット信号であるので、(3)式を変形して、伝播路行列  $H$  は次の式で表されることになる。

【0020】

【数4】

$$H = \frac{-1}{2a^2} \begin{bmatrix} -a & -a \\ -a & a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} r1 & r2 \\ r3 & r4 \end{bmatrix} \dots (4)$$

30

【0021】

但し、本例における無線通信システムでは、OFDM変調方式を採用しているため、OFDMの各サブキャリアについて(4)式で示す伝播路行列  $H$  を求められなければならない。

【0022】

次に、既に仕様が確定している5GHz帯を利用したOFDM無線通信方式について簡単に説明する。この方式は、ARIB-STDT-71に規定されているCSMA/CA方式であり、使用する周波数帯域を含めた各国での法規制を除いては、IEEE802.11aと同じ仕様となっている。

【0023】

40

図15は、このOFDM無線通信方式において使用する通信パケットの構成を概略的に示す図である。図15において、通信パケットは、プリアンブル信号を含んだB領域及びC領域と、SFで示されるシグナルフィールドと、DFで示されるデータフィールドとから構成されている。

【0024】

プリアンブル信号は送信装置及び受信装置間で既知のデータであるが、B領域及びC領域に含まれるプリアンブル信号を受信装置においてどのように使用するかについては、仕様書では特に規定されていない。通常、B領域は0.8μsのデータの繰り返し(0.8μs×10個)になっており、AGC制御、粗い周波数オフセット推定、シンボル同期等のデータ伝送に使用される。また、C領域は伝播路推定、細かい周波数オフセット推定等の

50



データ伝送に使用される。

#### 【0025】

図16は、シグナルフィールド（SF）に含まれるデータの構成を示す図である。SFは24ビットのデータで構成されており、以下に続くデータフィールド（DF）の変調レートが4ビット分、データフィールドの長さ（バイト長）が12ビット分、リザーブが1ビット分、シグナルフィールド（SF）用のパリティビットが1ビット分、シグナルフィールド（SF）用の誤り訂正テールビットが6ビット分含まれている。

#### 【0026】

図17は、ARIB-STD T-71仕様（以下、単に「T-71」と略記する）による受信装置において、上記の無線伝送波を受信し復調する処理の流れを示すフローチャートである。

受信装置は電波を検出すると（ステップS1701）、プリアンプルを取得し、その電波がT-71フォーマットの電波か否かを判定する（ステップS1702）。受信電波がT-71の電波である場合には、シグナルフィールド（SF）を復調し、パリティビット等に基づいてシグナルフィールド（SF）が正しいかどうかを判定する（ステップS1703）。

#### 【0027】

シグナルフィールド（SF）が正しい場合には、さらに、そこに含まれているデータフィールド（DF）の変調レートに基づいて後続のデータフィールド（DF）を復調する（ステップS1704）。受信装置は、シグナルフィールド（SF）に含まれるデータフィールド（DF）のデータ長（Length）に達するまで、受信したOFDMシンボルデータの復調を継続する（ステップS1705）。

#### 【0028】

一方で、上記ステップS1702において、受信した電波がT-71フォーマットの電波ではないと判定した場合には、受信電波の電波強度を測定し（ステップS1706）、この電波強度と予め設定された閾値L1との大小を比較する（ステップS1707）。受信電波強度が閾値L1以上である場合には、伝送キャリアが使用中であると判断して、受信電波強度が閾値L1より小さくなるまで待機する。

#### 【0029】

また、上記ステップS1703において、T-71フォーマットの電波を受信したが、そのシグナルフィールド（SF）に誤りがあると判定した場合には、受信電波の強度を測定し（ステップS1708）、この電波強度と予め設定された閾値L2との大小を比較する（ステップS1709）。受信電波強度が閾値L2以上である場合には、伝送キャリアが使用中であると判断して、受信電波強度が閾値L2より小さくなるまで待機する。

#### 【0030】

上記ステップS1707及びS1709において、受信電波強度が閾値L1又はL2より小さくなるまで他の処理を行わないようにしているのは、受信装置が伝送キャリア使用中に送信動作をおこさないよう保護するためである。T-71ではCSMA/CA方式をとっているため、無線伝送データ同士の衝突を回避する必要があるからである。また、受信装置では、ステップS1701～S1709の処理を行っている間は、送信動作を行うことができないようになっているものとする。

#### 【0031】

また、予め設定された閾値L1及びL2は異なる値であり、 $L1 > L2$ となるよう設定しているものとする。同じ通信システムの電波に対してより安全性を高めるために、L2の値はL1より低いものとしている。

#### 【0032】

尚、ARIB-STD T-71、IEEE 802.11aに用いられるMAC層の仕様は、IEEE 802.11に記載されている。上記したように、T-71により送信を行うためには伝送キャリアが使用されていないと判断しなければならないが、このような物理的なキャリアの使用状況判断の他に、論理的にも使用されていないことを確認する必要

がある。IEEE 802.11では、各パケットのヘッダにそのパケット通信における一連の動作に必要な時間と示されている。したがって、T-71により送信を行おうとする装置は、その論理的な予約状況も確認して、送信を行う必要がある。

【特許文献1】

特開2002-374224号公報

【0033】

【発明が解決しようとする課題】

ところで、上述したようにSDM方式を使用すると、同じ周波数帯でアンテナの本数に応じて送受信するデータ系列の数を増やすことが可能となるので、SDM方式を用いないシステムに比べて高速大容量の通信を行うことができる。また、無線通信システムの通信容量に応じて、使用するアンテナ数と送受信データ系列の数を調整することにより、電波資源を効率的に使用することができる。

10

【0034】

一方で、従来の無線通信システムにおいては、1周波数帯域で送受信するデータ系列は1つのみである。このため、通信を開始するときには、送信装置が特定の周波数帯域において無線電波を発信するとともに、受信装置が特定の周波数帯域における無線電波を受信し、これをデータに復調することにより通信が確立できていた。もちろん、送信装置及び受信装置において、通信の品質を改善するために複数のアンテナを使用することはあったが、これはダイバシティによるゲインを得るためだけのものであり、送信装置及び受信装置ともに、使用アンテナ本数を認知している必要はなかった。

20

【0035】

ところが、SDMを利用した無線通信システムにおいては、送信装置及び受信装置において複数のアンテナを使用することにより、1周波数帯域で複数のデータ系列の送受信が可能となり、理論上は少なくとも送信アンテナ本数分のデータ系列を多重して送受信することが可能である。したがって、受信装置では、送信装置から送信されるデータの種類と送信に使用された送信アンテナ数を検出することが必要となる。本発明は、これ可能にするような無線データ伝送システム及び無線データ送受信装置を提供しようとするものである。

【0036】

さらに、上記のSDM-OFDM方式を5GHz帯で使用するためには、従来から存在するARIB STD-T-71やIEEE 802.11a等の無線通信システムとコンパチビリティがあることが望ましい。しかしながら、SDM-OFDM方式の無線通信システムと、従来の無線通信システムとの共存を可能にするようなシステム構成は未だ提案されていない。

30

【0037】

したがって、本発明はまた、SDMを利用した無線データ伝送システムであって、従来の無線通信システムとのコンパチビリティを備えた無線データ伝送システム及び無線データ送受信装置を提供しようとするものである。

【0038】

【課題を解決するための手段】

上記解決課題に鑑みて鋭意研究の結果、本発明者は、以下のような構成を有する無線データ伝送システム及び無線データ送受信装置に想到した。

40

すなわち、本発明は、2以上のアンテナを備え、1系列以上のデータを同一の周波数チャネルを用いて空間分割多重して無線送信する送信装置であって、前記2以上のアンテナのうち送信に用いるアンテナ数と送信するデータの系列数とを含む空間分割多重制御データを生成し、該空間分割多重制御データを少なくとも1系列のデータに含めて送信する手段を備えた送信装置を提供するものである。

【0039】

本発明は、また、上記の送信装置から無線送信されたデータを受信可能な受信装置であって、受信したデータに含まれる前記空間分割多重制御データから、前記送信装置が送信に

50

用いるアンテナ数及び送信するデータの系列数を取得し、該送信アンテナ数及びデータ系列数によりデータを受信可能かどうか判別し、判別結果を前記送信装置に送信する手段を備えた受信装置を提供するものである。

【0040】

これら本発明の送信装置及び受信装置によれば、空間分割多重を用いた無線データ伝送において、送信装置及び受信装置で利用可能なアンテナ数及びデータ系列数を通知しあうことにより、空間分割多重による効果を最大限にし、データ伝送レートを向上させることが可能となる。

本発明は、また、上記の送信装置と受信装置とをそれぞれ1以上含んで構成される無線データ伝送システムを提供するものである。

10

【0041】

上記本発明の無線データ伝送システムにおいて、前記送信装置は、受信装置に対してデータ送信を開始するときに、送信に使用可能なアンテナの最大数と使用可能なデータ系列の最大数を前記空間分割多重制御データに含めて送信し、前記受信装置から、前記送信アンテナ数及びデータ系列数により受信が可能でないとの判別結果を受信した場合には、前記送信アンテナ数及びデータ系列数のそれぞれを減じたものを前記空間分割多重制御データに含めて送信することの特徴とする。

【0042】

送信装置は、受信装置から受信可能との判別結果を受信するまで、送信アンテナ数及びデータ系列数を減じながら送信し続けることにより、受信装置において受信可能な最大限の送信アンテナ数及びデータ系列数を検知することができる。

20

【0043】

本発明の無線データ伝送システムにおいて、前記送信装置は、送信データをOFDM方式で変調して送信する手段を備えており、前記受信装置は、受信データをOFDM方式で復調する手段を備えていることを特徴とする。

本発明の無線データ伝送システムは、典型的にはOFDM変調した送信信号をさらに空間分割多重(SDM)し、複数のアンテナ及びデータ系列を用いて送信するSDM-OFDM方式を採用する。

【0044】

本発明は、また、上記の送信装置と受信装置とを備え、無線データの送信及び受信が可能な無線データ送受信装置を提供するものである。

30

また、上記本発明の無線データ伝送システムにおいて、前記送信装置及び受信装置は、前記空間分割多重した送信データに、ARIB STD-T71方式又はIEEE 802.11a方式のプリアンプルを付加したデータパケットとして送信することの特徴とする。

【0045】

これら従来の無線通信方式は、本発明の空間分割多重による無線通信方式と同一の周波数帯を利用するものであるから、本発明のシステムにおけるデータパケットにこれらと共通するプリアンプルを付加することにより、従来の無線通信方式と高いコンパチビリティを有する無線データ伝送システムを構築することが可能となる。

【0046】

本発明の無線データ伝送システムにおいて、前記送信装置は、前記データパケットのプリアンプルに含まれるシグナルフィールドに、前記空間分割多重した送信データの変調方式を示すデータを含んで送信し、前記受信装置は、前記シグナルフィールドに示された変調方式により受信データを復調することの特徴とする。

40

【0047】

これにより、本発明の送受信装置は、受信したパケットデータが本発明の空間分割多重方式により伝送されているものであるか、従来の無線通信方式により伝送されているものであるかを、パケットのシグナルフィールドから判別することが可能となり、いずれの方式のパケットであっても同様の動作で受信処理することが可能となる。

【0048】

50

本発明の無線データ伝送システムにおいて、前記送信装置は、さらに、前記データパケットのプリアンプルに含まれるシグナルフィールドに、送信データが空間分割多重方式によるデータであるかどうかを示すデータを含んで送信することの特徴とする。

【0049】

これにより、従来の無線通信方式による送受信装置において本発明の空間分割多重方式によるデータパケットを受信した場合であっても、その通信方式のパケットであることをシグナルフィールドから判別することが可能となる。当該送受信装置で復調できないデータがパケットに含まれていると判断した場合には、そのパケットを破棄すればよい。

【0050】

本発明の無線データ伝送システムにおいて、前記送信装置は、さらに、前記データパケットのプリアンプルに含まれるシグナルフィールドに、送信データのデータ長を示すデータを含んで送信することの特徴とする。

【0051】

このようなデータパケットを受信した送受信装置は、プリアンプルの後に続くデータフィールドのデータ長を正確に認識することができる。特に、従来の無線通信方式による送受信装置において本発明の空間分割多重方式によるデータパケットを受信した場合には、後に続くデータフィールドを復調できなくとも、そのデータ長を正確に認識することができるので、当該データの伝送が完了するのを待って次の送受信動作を行うことができる。

【0052】

本発明の無線データ伝送システムにおいて、前記送信装置は、さらに、前記送信データの変調方式及びデータ長を示すデータを含んだシグナルフィールドを、前記送信データの先頭に付加して送信することの特徴とする。

【0053】

これにより、上記のように従来の無線通信方式によるデータパケットのプリアンプルにおいて前記送信データの変調方式及びデータ長を示すデータを含めて送信する場合とは異なり、各データ系列で同一のデータの変調方式及びデータ長を用いる必要がなくなる。このため、より多様な形態のデータ伝送を行うことが可能となる。

【0054】

本発明の無線データ伝送システムにおいて、前記送信装置は、さらに、送信データのMAC制御情報を、前記ARIB STD-T71方式又はIEEE 802.11a方式のデータパケットのデータフィールドに含めて送信することの特徴とする。

【0055】

送信データのMAC制御情報には、伝送キャリアの論理的な使用状況を示すデータが含まれており、上記の構成によれば、従来のARIB STD-T71方式又はIEEE 802.11a方式の送受信装置においても、このMAC制御情報を取得することが可能となり、より信頼性の高い無線データ伝送システムを構築することが可能となる。

【0056】

本発明の無線データ伝送システムにおいて、前記送信装置は、前記データパケットに含まれるプリアンプルの一部分のデータ長を、送信データの変調方式により変化させて送信し、前記受信装置は、前記プリアンプルの一部分のデータ長により、受信データの変調方式を識別し、該変調方式により受信データを復調することの特徴とする。

【0057】

本発明の無線データ伝送システムにおいて、前記送信装置は、前記データパケット中の送信データの先頭に付加される伝播路推定用プリアンプルに、該送信データの変調方式を示すデータを含めて送信し、前記受信装置は、前記伝播路推定用プリアンプルにより示された変調方式により受信データを復調することの特徴とする。

これらの方法によれば、従来の方式で既に規定されているプリアンプルのデータを改変することなく、送信データの変調方式を示すデータをプリアンプルに含めることが可能となる。

【0058】

**【発明の実施の形態】**

以下、添付図面を参照しながら、本発明の実施の形態を詳細に説明する。

図1～図12は、本発明の各実施形態を例示する図であり、これらの図において、同一の符号を付した部分は同一物を表わし、これらの基本的な構成及び動作は同様であるものとする。また、以下の各実施形態においては、送受信装置が持つアンテナ数 $n$ は2とし、送受信するデータ系列の数も2としている。また、変調方式は従来の技術で挙げた例と同様にOFDM方式によるものとする。

**【0059】****〔第1実施形態〕**

以下に、本発明の第1実施形態にかかる無線データ伝送システムについて、送信装置にお 10  
ける構成及び動作と、受信装置における構成及び動作とに分けて順に説明する。

**【0060】**

図1は、本実施形態の無線データ伝送システムにおいて用いる送信装置の構成を概略的に示すブロック図である。

図1において、本実施形態の送信装置は、送信データ生成部101と、空間分割多重制御データ生成部102と、送信制御回路103と、OFDM信号生成部104A及び104Bと、RF部105A及び105Bと、アンテナ106A及び106Bとから構成されている。

**【0061】**

送信データ生成部101は、送信データを生成し、OFDM信号生成部104A及び10 20  
4Bに出力するものであり、上位層（ここでは図示しない）から送信すべき情報データを受け取り、誤り訂正等の処理を行いOFDMフォーマットで伝送できるような信号を生成する回路を備えている。

**【0062】**

空間分割多重制御データ生成部102は、空間分割多重（SDM）方式による通信において使用する送信アンテナ数 $k_t x$ 及びデータ系列数 $k_1$ を、空間分割多重制御データとしてOFDM信号生成部104Bに出力する。空間分割多重制御データ生成部102もまた、送信データ生成部101と同様に、上位層から送信アンテナ数 $k_t x$ 及びデータ系列数 $k_1$ を受け取り、これらの値に必要な処理を施し、OFDM信号フォーマットで伝送可能な信号として出力する回路を備えている。尚、本実施形態では、送信アンテナ数 $k_t x$  30  
及びデータ系列数 $k_1$ はともに、1又は2の値を取るようになる。

**【0063】**

送信制御回路103は、送信装置が実際に使用するアンテナ数 $k_x$ 及びデータ系列数 $k_1$   $x$ を示すデータを生成し出力する。このアンテナ数 $k_x$ 及びデータ系列数 $k_1 x$ は、上記 $k_t x$ 及び $k_1$ と同様に上位層から指示される値であり、本実施形態では、これらは1又は2の値を取るようになる。

**【0064】**

OFDM信号生成部104A及び104Bは、それぞれ、送信データ生成部101から受信した送信信号をOFDM信号に変調して、RF部105A及び105Bに出力する。また、OFDM信号生成部104Bでは、空間分割多重制御データ生成部102から受信した空間分割多重制御データを送信信号に多重化する。 40

**【0065】**

RF部105A及び105Bは、OFDM信号生成部104A及び104Bにおいて変調された信号を実際に無線通信で用いる周波数に変換し、それぞれアンテナ106A及び106Bに出力する。アンテナ106A及び106Bはこれらの信号を無線送信する。

**【0066】**

上記のように構成された本実施形態の送信装置によりデータ送信を行う動作について説明する。

まず、SDM方式を用いて通信を行う場合は、送信に用いるアンテナ数及びデータ系列数を予め受信装置に通知しておく必要がある。したがって、本実施形態の送信装置において 50

無線通信を行うに先立って、まず、空間分割多重制御データ生成部102で生成する空間分割多重制御データ、すなわち、送信アンテナ数 $k_{tx}$ 及びデータ系列数 $k_1$ を受信装置に送信しなければならない。

#### 【0067】

この空間分割多重制御データの送信にあたっては、受信装置側での状況が未知であるから、 $k_{tx} = k_1 = 2$ （それぞれの最大値）として送信を行う。この場合、送信装置では、空間分割多重制御データ生成部102、OFDM信号生成部104B、RF部105B及びアンテナ106Bを使用して、空間分割多重制御データを受信装置に送信することになる。

#### 【0068】

しかしながら、無線データ伝送システムを構成する各装置の状況が既に分かっている場合には、必ずしも $k_{tx}$ 及び $k_1$ に最大値を設定して送信する必要はなく、そのシステムにおいて受信可能なアンテナ数及びデータ系列数で送信すればよい。

#### 【0069】

後述するように、上記の空間分割多重制御データを受信した受信装置は、当該制御データに含まれるアンテナ数 $k_{tx}$ 及びデータ系列数 $k_1$ での通信が可能であるかどうかを判定する。受信装置は、上記制御データを受信したのと同じデータ系列により、アンテナ数 $k_{tx}$ 及びデータ系列数 $k_1$ で通信可能である場合にはAck（Acknowledge：その条件により通信可能であることを意味する）を、通信不可能であればNack（Non-Acknowledge：その条件では通信不可能であることを意味する）を、返信データとして送信装置に送信する。

#### 【0070】

送信装置は、返信データとしてAckを受信した場合には、上記制御データにより送信したアンテナ数 $k_{tx}$ 及びデータ系列数 $k_1$ で通信を行い、Nackを受信した場合には、アンテナ数及びデータ系列数をより低い値に変更して、再び制御データを送信する。これを繰り返すことにより、アンテナ数 $k_{tx}$ 及びデータ系列数 $k_1$ の値が受信装置が受信可能な値となったときに、送信装置はAckを受信することとなる。

#### 【0071】

図2は、送信装置における空間分割多重制御データの送信動作の流れを示すフローチャートである。尚、図2に示すフローチャートでは、送信装置におけるアンテナ数及び送信データ系列数の最大値を2とはせず、任意の値として示している。また、説明を簡略化するため、送信に使用するアンテナ数とデータ系列数が同じである場合を示している。

#### 【0072】

送信を開始する前の送信装置において、送信制御回路103には、 $k_x$ 及び $k_{1x}$ の値はともに1にセットされている。また、送信装置では、空間分割多重制御データを送信したにも関わらずAckを受信できなかった回数を示すパラメータNackを記憶しており、現在Nackの値には初期値として0が設定されている。さらに、送信装置の空間分割多重制御データ生成部102では、データ送信に用いる送信アンテナ数として $k_{tx} = n$ 、データ系列数として $k_1 = n$ が設定されているものとする（ステップS200）。

#### 【0073】

まず、送信装置は、空間分割多重制御データ生成部102において設定されている送信アンテナ数 $k_{tx}$ に、 $n$ からNackの値を減じた値を代入する。また、データ系列数 $k_1$ にも、 $n$ からNackの値を減じた値を代入する（ステップS201）。ここでは、Nack=0なので、 $k_{tx} = k_1 = n$ のままである。また、この後、 $k_{tx} = 0$ であるかどうかを判定し、 $k_{tx} = 0$ であれば処理を終了する（ステップS202）。

#### 【0074】

次に、送信装置は、空間分割多重制御データ生成部102において現在設定されている送信アンテナ数 $k_{tx}$ 及びデータ系列数 $k_1$ により、空間分割多重制御データを受信装置に送信する（ステップS203）。

#### 【0075】

10

20

30

40

50

受信装置からAckを受信した場合（ステップS204）には、送信アンテナ数 $k_{tx}$ 及びデータ系列数 $k_1$ での通信が可能であると判断して、送信制御回路103において以降の通信に使用するアンテナ数 $k_x$ に $k_{tx}$ の値を、データ系列数 $k_1$ に $k_1$ の値を、それぞれ代入する（ステップS206）。その後、上記の条件によりデータ通信を開始することができる（ステップS207）。

#### 【0076】

受信装置からNackを受信した場合、あるいは一定時間内に返信データを受信しなかった場合（ステップS204）には、Nackの値を1増加させ（ステップS205）、ステップS201に戻る。ステップS201において、空間分割多重制御データ生成部102における送信アンテナ数 $k_{tx}$ 及びデータ系列数 $k_1$ を再設定した後、 $k_{tx}$ が0でない限り（ステップS202）、再び、空間分割多重制御データを受信装置に送信する。

#### 【0077】

このようにして、送信アンテナ数 $k_{tx}$ 及びデータ系列数 $k_1$ を1ずつ減じながら空間分割多重制御データを受信装置に送信し、受信装置からAckを受信した時点での送信アンテナ数 $k_{tx}$ 及びデータ系列数 $k_1$ を、以降の通信に使用するアンテナ数 $k_x$ 及びデータ系列数 $k_1$ として設定し、データ通信を行うようになっている。ただし、受信装置からAckを受信する前に $k_{tx}=0$ となった場合（ステップS202）には、受信装置が受信不能あるいは存在しないと判断して、処理を中断する。

このように送信装置の送信動作を制御することにより、受信装置が受信可能な範囲で最大のアンテナ数及びデータ系列数を用いた通信を確立することができる。

#### 【0078】

図3は、本実施形態の無線データ伝送システムにおいて用いる受信装置の構成を概略的に示すブロック図である。

図3において、本実施形態の受信装置は、アンテナ301A及び301Bと、RF部302A及び302Bと、OFDM信号受信回路303A及び303Bと、空間分割多重制御データ解析回路304と、受信制御回路305と、SDM処理部306と、受信データ処理部307とから構成されている。

#### 【0079】

RF部302A及び302Bは、無線データ伝送により送信装置から受信したRF信号をデジタル処理できる周波数帯域に変換するRF回路を備えている。

OFDM信号受信回路303A及び303Bは、RF部302A及び302Bにおいて周波数変換された受信信号に対してOFDM復調処理を行うための回路を備えている。OFDM信号受信回路303Bは、また、受信信号に含まれる空間分割多重制御データを抽出し、空間分割多重制御データ解析回路304に出力する。

#### 【0080】

空間分割多重制御データ解析回路304は、OFDM信号受信回路303Bから受信した空間分割多重制御データを解析し、その結果を受信制御回路305に出力する。具体的には、空間分割多重制御データに含まれる $k_{tx}$ 及び $k_1$ を検出し出力するものとする。

#### 【0081】

受信制御回路305は、空間分割多重制御データ解析回路304から受信した空間分割多重制御データに基づいて、OFDM信号受信回路303A及び303BとSDM処理部306とを制御する。この制御の方法については、所定のアルゴリズムによるものであるが、後に詳しく説明する。

#### 【0082】

受信制御回路305は、また、図1に示す送信装置の送信制御回路103と同様に、受信装置においてデータ受信に使用するアンテナ数 $k_x$ 及びデータ系列数 $k_1$ を制御する信号を出力する。

受信データ処理部307は、復調された受信信号に対し、誤り訂正などの必要な処理を施す回路を備えている。

#### 【0083】

10

20

30

40

50



本実施形態では、受信制御回路305において $k_x = k_{1x} = 1$ と設定されている場合には、アンテナ301B、RF部302B、OFDM信号受信回路303B及び受信データ処理部307により受信動作を行う。受信制御回路305において $k_x = k_{1x} = 2$ と設定されている場合には、アンテナ301A、RF部302A及びOFDM信号受信回路303Aと、アンテナ301B、RF部302B及びOFDM信号受信回路303Bとの2つのデータ系列で受信信号を処理した後、SDM処理部306においてこれら2つのデータ系列からのOFDM信号を合成して受信データ処理部307により処理を行う。尚、SDM処理部306におけるOFDM信号の合成処理は、上記従来の技術で説明したのと同様な逆行列演算回路により行うものとする。

#### 【0084】

尚、図3では、受信装置における受信アンテナ数及びデータ系列数も、送信装置と同様、2つとしているが、本実施形態はこれに限定されるものではなく、任意の数の受信アンテナ数及びデータ系列数を備えた受信装置を用いることができる。

#### 【0085】

図4は、上記受信装置における空間分割多重制御データの受信動作の流れを示すフローチャートである。尚、図4に示すフローチャートでは、受信装置において使用するアンテナ数及び送信データ系列数の最大値を2とはせず、任意の値 $k_{rxa}$ として示している。また、説明を簡略化するため、受信に使用するアンテナ数とデータ系列数が同じである場合を示している。

#### 【0086】

データ受信開始前の受信装置では、受信制御回路305において、受信に使用するアンテナ数 $k_x$ 及びデータ系列数 $k_{1x}$ はともに1に設定されている（ステップS300）。送信装置から空間分割多重制御データを受信すると、これを空間分割多重制御データ解析回路304において解析し、データに含まれる $k_{tx}$ 及び $k_1$ の値を取得する（ステップS301）。

#### 【0087】

受信制御回路305は、 $k_{tx}$ 及び $k_1$ の値と $k_{rxa}$ の値とを比較する（ステップS302）。本例では、 $k_{tx}$ と $k_1$ の値は等しいので、 $k_1$ の値を比較に用いる。

ステップS302において、 $k_1 \leq k_{rxa}$ である場合には、 $k_{tx}$ 及び $k_1$ で示されるアンテナ数及びデータ系列数での受信が可能であることになるので、受信装置にAckを送信するとともに（ステップS303）、受信制御回路305において、受信に使用するアンテナ数 $k_x$ 及びデータ系列数 $k_{1x}$ に、それぞれ、 $k_{tx}$ 及び $k_1$ の値を代入する（ステップS304）。Ackを送信した後は、送信装置からアンテナ数 $k_{tx}$ 及びデータ系列数 $k_1$ によりデータ送信が開始されるので、これを受信することができる（ステップS305）。

#### 【0088】

ステップS302において、また、 $k_1 > k_{rxa}$ である場合には、 $k_{tx}$ 及び $k_1$ で示されるアンテナ数及びデータ系列数での受信が不可能であることになるので、受信装置にNackを送信するか、あるいは全く動作を行わずに処理を終了する。

#### 【0089】

このように受信装置の受信動作を制御することにより、上記した送信装置の送信動作と連携して、送信装置及び受信装置の間で使用可能な範囲で最大のアンテナ数及びデータ系列数を用いた通信を確立することができる。

#### 【0090】

尚、上記では本実施形態の無線データ伝送システムにおいて用いる送信装置及び受信装置を別個の装置として構成した例を示したが、これらを一体化した送受信装置として利用することも可能である。

#### 【0091】

#### 〔第2実施形態〕

図5は、本発明の第2実施形態にかかる無線データ伝送システムの構成を概略的に示す図

10

20

30

40

50



である。図5において、本実施形態の無線データ伝送システムは、送受信装置A、送受信装置B及び送受信装置Cから構成されている。

【0092】

送受信装置A及び送受信装置Bは、第1実施形態に示したのと同様のSDM-OFDM方式の送受信装置であり、それぞれ2本のアンテナと2系列の信号処理回路（図示せず）とを備えている。一方、送受信装置Cは、ARIB-STD T-71やIEEE 802.11a等の従来の5GHz帯を使用する無線通信システムで動作する送受信装置であり、無線通信は全て5GHz帯を用いて行うものである。

【0093】

尚、本実施形態では、図5に示すように、送受信装置CがARIB-STD T-71仕様のものである場合を例にとって説明する。また、図5に示すように、送受信装置A及び送受信装置Bの間ではSDM-OFDM方式による無線通信の他、T-71方式による無線通信をも行うことが可能であるが、送受信装置A又は送受信装置Bと送受信装置Cとの間では、T-71方式による無線通信のみを行うことができるものとする。

【0094】

上記のように構成された本実施形態の無線データ伝送システムにおいて、SDM-OFDM方式の送受信装置が、5GHz帯を使用する従来のT-71方式の送受信装置とコンパチビリティを持ちながら通信する方法を説明する。

【0095】

ここでは、送受信装置Aから送受信装置Bにデータ伝送を行う場合について考える。図5に示すように、送受信装置Aは、2本のアンテナTRxA\_\_Ant\_\_a及びTRxA\_\_Ant\_\_bを用い、送受信装置Bは、2本のアンテナTRxB\_\_Ant\_\_a及びTRxB\_\_Ant\_\_bを用いてデータ伝送を行うことができる。

【0096】

図6は、本実施形態の無線データ伝送システムにおいて、送受信装置Aから送受信装置Bに送信されるパケットの構成を概略的に示す図である。図6において、from TRxA\_\_Ant\_\_aは、送受信装置AのアンテナTRxA\_\_Ant\_\_aから送信されるパケットを、from TRxA\_\_Ant\_\_bは、アンテナTRxA\_\_Ant\_\_bから送信されるパケットを示している。

【0097】

図6に示す各パケットにおける領域B、C、SFについては、図15で示した従来技術のものと同様であり、ARIB-STD T-71仕様に従って生成されるものとする。また、DF(a)及びDF(b)はデータフィールドであり、図15に示すDFと同様である。本実施形態においては、送信データ1/2づつを、それぞれ、DF(a)及びDF(b)に割り当てるものとし、割り当て方は任意の方法によるものとする。また、各パケットのプリアンプルには、領域B、C、SFに加えて、SDM-OFDM用の伝播路推定用プリアンプルD及びD'をそれぞれ含んでいる。

【0098】

尚、図6に示す2つのパケットにおいて、領域B、C、SFは全く同じデータであるため、送受信装置A及びBは必ずしも両方のアンテナからこれらのデータを送信する必要はなく、例えば、領域B、C、SFのデータについては、アンテナTRxA\_\_Ant\_\_aからのみ送信するようにしてもよい。

【0099】

これらのパケットを受信した送受信装置Bでは、まず、領域B、C、SFまでをT-71のモードで信号処理し、それ以降の領域をSDMのモードで信号処理することにより、これらのパケットに含まれるデータを復調することができる。

【0100】

また、送受信装置Cがこれらのパケットを受信した場合でも、領域B、C、SFまでは信号処理を行いデータを復調することができる。

【0101】

10

20

30

40

50

図6に示す2つのパケットのSFに含まれるデータについては、図16に示した従来技術のものと同様である。すなわち、SFは24ビットのデータで構成されており、DFの変調方式(Rate)を示すデータが4ビット分、DFの長さを示すデータが12ビット分含まれている。

#### 【0102】

DFの変調方式を示すデータが4ビット割り当てられているので、最大で16種類の変調方式が指定できることになる。しかしながら、T-71では現状、8種類の変調方式しか使用されておらず、これら以外の変調方式は規定されていない。具体的には変調方式としてBPSK、QPSK、16QAM、64QAMの4種類、誤り訂正符号の符号化率として $1/2$ 、 $2/3$ 、 $3/4$ が定義されていて、これらの組み合わせによりDFの伝送レートが決まるようになっている。

#### 【0103】

T-71では、送受信に使用するデータ系列数は1であるので、上記8種類の変調方式を、伝送レート(変調方式、符号化率、データ系列数)の形式で表わすと、6Mbps(BPSK,  $1/2$ , 1)、9Mbps(BPSK,  $3/4$ , 1)、12Mbps(QPSK,  $1/2$ , 1)、18Mbps(QPSK,  $3/4$ , 1)、24Mbps(16QAM,  $1/2$ , 1)、36Mbps(16QAM,  $3/4$ , 1)、48Mbps(64QAM,  $2/3$ , 1)、54Mbps(64QAM,  $3/4$ , 1)となる。

#### 【0104】

上記SFのRateでは、これら8種類の変調方式を示すビットデータとして、上記の順に従って、1101、1111、0101、0111、1001、1011、0001、0011をそれぞれ割り当てている。

#### 【0105】

本実施形態では、SFのRateはさらに、SDM-OFDMモードでの通信におけるDFの変調方式として、12Mbps(BPSK,  $1/2$ , 2)、18Mbps(BPSK,  $3/4$ , 2)、24Mbps(QPSK,  $1/2$ , 2)、36Mbps(QPSK,  $3/4$ , 2)、48Mbps(16QAM,  $1/2$ , 2)、72Mbps(16QAM,  $3/4$ , 2)、96Mbps(64QAM,  $2/3$ , 2)、108Mbps(64QAM,  $3/4$ , 2)の8種類を含んでいることを特徴とする。尚、SDM-OFDMモードでの送受信に使用するデータ系列数は2としている。

#### 【0106】

これらSDM-OFDMモードで使用するDFの変調方式を示すビットデータとしては、上記の順に従って、1100、1110、0100、0110、1000、1010、0000、0010が割り当てられている。これらは、上記のT-71モードでのDFの変調方式に対するビットデータの割り当てと比較すると、変調方式及び符号化率が同じもの同士は上位3ビットが共通しており、T-71モードかSDM-OFDMモードかによって下位1ビットのみが異なるように割り当てられている。このため、ビットデータの下位1ビットから、送受信に使用するデータ系列数が判断できることになる。

#### 【0107】

また、上記においてT-71モード及びSDM-OFDMモードそれぞれの変調方式による伝送レートを比較すると、データ系列数は違うものの、伝送レートが同じになる組み合わせがある。例えば、12Mbps(QPSK,  $1/2$ , 1)と12Mbps(BPSK,  $1/2$ , 2)などである。このように複数の変調方式において伝送レートが重複していても、送信データ系列数により適した伝播環境が異なるため、一概に無駄であるとは言えない。しかしながら、SF中で割り当てられた少ないビット数を有効に利用するためには、このような重複を生じる割り当ては最適なものとは言えない。

#### 【0108】

SF中のDFの変調方式を示すビットデータを、各種変調方式に効率よく割り当てるためには、異なる変調方式間で伝送レートが同じとなるような場合には、データ系列数が少ない方の変調方式を優先的に使用するようになれば、データの送受信処理も簡単になり、送

受信装置における消費電力の低減にも効果的である。また、重複する変調方式のうちデータ系列数が多い方の変調方式については、これにビットデータを割り当てないようにし、代わりによりデータ系列数の多い変調方式に割り当てるようにしてもよい。

#### 【0109】

例えば、上記において、SDM-OFDMモードの12Mbps (BPSK, 1/2, 2)、18Mbps (BPSK, 3/4, 2)、24Mbps (QPSK, 1/2, 2)、36Mbps (QPSK, 3/4, 2)、48Mbps (16QAM, 1/2, 2) に対してはSF中でのビットデータの割り当てを行わず、これに代えて、よりデータ系列数の多い144Mbps (64QAM, 2/3, 3)、162Mbps (64QAM, 3/4, 3) 等にビットデータの割り当てを行うことができる。

10

#### 【0110】

一方、図6に示すパケットを受信した送受信装置Bでは、SFに含まれるDFの変調方式を示すビットパターンを検出する。上記の例では、ビットパターンの下位1ビットが1である場合にはT-71モードであると判断し、0である場合にはSDM-OFDMモードであると判断する。SDM-OFDMモードの場合には、データ系列数が2以上であるので、パケットに含まれる伝播路推定用プリアンプルD及びD'を取得し、SDM-OFDMモードにより受信信号を復調するための伝播路推定を行う。また、DFについてもSDM-OFDMモードによる変調方式のデータとして受信する。

#### 【0111】

図7は、上記のようにT-71モード及びSDM-OFDMモードの両方により無線データ伝送を行うことが可能な送受信装置A及びBにおいて、無線データを受信する際の動作の流れを示すフローチャートである。図7において、ステップS701からS709までの処理については、図17に示す従来の受信装置と同様であるので、ここでは説明を省略する。

20

#### 【0112】

本実施形態において、図6に示すパケットを受信した送受信装置A及びBは、このパケットがT-71方式のプリアンプルを含んでおり、かつ、そのプリアンプル中のSFに含まれるデータが正しいと判定すると、さらにSFに含まれるDFの変調方式を示すビットデータを検出し、このパケットがSDM-OFDMモードで送信されているのか、あるいはT-71モードで送信されているのかを判定する(ステップS711)。その判定基準及び方法は、上記した通りである。

30

#### 【0113】

送受信装置A及びBは、受信パケットがSDM-OFDMモードで送信されたものであると判定した場合には、DFに含まれるデータをSDM-OFDM方式により復調する(ステップS712及びS713)。この復調処理については、上記した第1実施形態の送信装置及び受信装置における処理と同様であるものとする。

#### 【0114】

ところで、図5に示す送受信装置Cにおいて図6に示すパケットを受信した場合には、T-71モードで送信されたパケットのみを受信処理できることになる。すなわち、図7において、ステップS701～S705の一連の処理を行うことができる。しかしながら、SFにおいてDFの変調方式を示すビットパターンとしてSDM-OFDMを示すものが含まれている場合には、SFに規定外のデータが含まれていることとなるので、ステップS703においてSFに誤りがあると判断し、ステップS708の処理に進むようになっている。

40

#### 【0115】

また、このとき、ステップS709において、受信電波強度が所定の閾値L2以上である場合には、T-71伝送キャリアが使用中であると判断して、送受信装置Cは送信動作を行うことができないようになっている。

#### 【0116】

尚、本実施形態の無線データ伝送システムでは、T-71方式とSDM-OFDM方式と

50

において同一のプリアンプルを用いるものとし、これらを識別するための情報は、D Fの変調方式を示すビットデータとしてS Fに含める構成としているので、T-7 1方式の送受信装置とS D M-O F D M方式の送受信装置とがシステム中に混在していても、これらの間で無線データ伝送を行うことができるようになっている。

#### 【0 1 1 7】

##### 〔第3実施形態〕

第2実施形態の無線データ伝送システムにおいて、T-7 1方式の送受信装置Cは、S D M-O F D M方式の packets を受信しても packets 中のS Fを正常に取得できないため、S D M-O F D M方式で無線通信が行われているときの伝送キャリアの使用状況を判断する手段としては、受信電波強度を測定する以外にはない。このように受信電波強度のみに基づいてキャリアの使用状況を判断していると、他の送受信装置において電波を受信中であっても、これを判別できずに送信動作を行ってしまう可能性があるという問題点がある。

#### 【0 1 1 8】

第2実施形態の無線データ伝送システムでは、T-7 1方式による信号とS D M-O F D M方式による信号とを区別する方法として、送信 packets のS FにおいてD Fの変調方式（T-7 1方式かS D M-O F D M方式か）を示すビットデータを含めておき、これを受信した送受信装置はこのビットデータに基づいていずれの方式による packets かを判断することとしている。

#### 【0 1 1 9】

これに対して本実施形態では、packets のS Fに含まれるリザーブビット（図1 6におけるR e s e r v e）を用いることを特徴としている。具体的には、packets がT-7 1方式によるものである場合にはリザーブビットに0を割り当て、S D M-O F D M方式によるものである場合には1を割り当てることとする。その他、本実施形態の無線データ伝送システム及び送受信装置は、第2実施形態のものと同様に構成し、同様に動作するものとする。

#### 【0 1 2 0】

これにより、T-7 1方式の送受信装置が、S D M-O F D M方式の packets を受信した場合であっても、S FのR e s e r v eが1であることを検出すれば、S D M-O F D M方式の packets であると認識できるので、S F中に規定外のデータが含まれていても誤りであると判断せず、D Fのデータ長分の時間、送受信を行わない待機状態を保つようにすることができる。

#### 【0 1 2 1】

ところで、第2実施形態の無線データ伝送システムでは、送信 packets のS FにおいてD Fのデータ長を示すビットデータ（図1 6におけるL e n g t h）を含めて送信している。T-7 1方式の送受信装置Cは、受信したS D M-O F D M方式の packets のS FからL e n g t hを取得することはできたとしても、D Fの変調方式を認識することができないので、S D M-O F D M用のプリアンプル及びD Fを含めたデータ部分の受信に要する時間を正確に認識することができないこととなる。

#### 【0 1 2 2】

したがって、上記のようにS FのR e s e r v eを利用することにより、T-7 1方式の送受信装置は、受信 packets がS D M-O F D M方式の packets であることは認識できるものの、当該 packets の送受信が完了するまでの待機時間を判断することができない。これに対処するために、T-7 1方式の送受信装置では、S D M-O F D M方式の packets のS Fから取得したL e n g t hの値に基づいて packets 送受信に要する時間を概算し、これを待機時間とすることが考えられる。

#### 【0 1 2 3】

一般的に、S D M-O F D M方式はT-7 1方式に比べてデータ伝送が高速であることから、上記の概算した待機時間は、通常、実際の送受信に要する時間よりも長いものになると考えられる。この場合には、実際の送信が終了した後に、電波が送信されていないにも関

10

20

30

40

50

わらず送受信装置が受信状態のままとなる期間があり、電力を無駄に消費してしまう上に、送信のタイミングが遅れることになる。

#### 【0124】

一方、上記の概算した待機時間が実際の送受信に要する時間よりも短いものになった場合には、送受信装置は再び電波検出の動作（図17のステップS1701）を行うが、受信電波中にT-71のプリアンプルを検出できないため、受信電波強度に基づいて伝送キャリアの使用状況を判断し、伝送キャリアの開放待ちの状態（図17のステップS1706～S1707）となる。しかしながら、このときはT-71方式（但し、プリアンプル以降はさらにSDM-OFDM変調されている）のデータ伝送が行われていることが分かっているにも関わらず、図17に示すように、受信電波がT-71方式でないと判断した場合の受信電波強度の判定基準L1を用いることになってしまう。

#### 【0125】

したがって、第2実施形態の無線データ送信システムでは、T-71方式による送受信装置とSDM-OFDM方式による送受信装置が混在する状況下では、特にT-71方式による送受信装置において上記のような不都合が生じるため、データ伝送が効率良く行われていないという問題点がある。

#### 【0126】

そこで、本実施形態ではさらに、SDM-OFDMモードで送信するパケットについては、SF内のLengthに、DFのデータ長と伝播路推定用プリアンプルD及びD'のデータ長とを加えたデータ長を含めて送信することの特徴としている。ここで、加算する伝播路推定用プリアンプルD及びD'のデータ長は、当該パケットの送信に用いる変調方式で受信した場合に要する時間に応じたデータ長であるものとする。

#### 【0127】

このようにして、SDM-OFDM方式のパケット中、T-71方式のパケットに対して冗長となる伝播路推定用プリアンプルD及びD'の実際の受信時間に応じたデータ長を示すデータをSFに含めて送信することにより、T-71方式による送受信装置は、SDM-OFDM方式のパケットを受信した場合であっても、そのパケット長を正確に認識することが可能となる。したがって、当該パケット長に相当する期間は待ち状態にしておけばよい。

#### 【0128】

以下に具体的な例を示す。SDM-OFDM方式で送信データ系列数が2、双方のアンテナから100バイトのデータ（合計200バイト）を16QAM  $R=3/4$ で送受信する場合を考える（T-71方式で送受信する場合には、16QAM  $R=3/4$ では10OFDMシンボルで18バイトのデータを送受信することができる）。また、SDM-OFDMの伝播路推定用プリアンプルD及びD'の送受信に要する時間を2OFDMシンボル時間とする。

#### 【0129】

このとき、SFのRateには、DFの変調方式として16QAM  $R=3/4$ 及び送信データ系列数として2を設定し、Lengthには、DFのデータ長である100バイトと、伝播路推定用プリアンプルD及びD'のデータ長である $2 \times 18 = 36$ バイト（2OFDMシンボル時間）とを加算した値である136バイトに相当するビットデータを設定する。また、SFのReserve（リザーブビット）を1に設定する。

#### 【0130】

SDM-OFDM方式の送受信装置は、このように設定され送信されたパケット受信すると、パケット中のSFにおいて、Reserveが1になっていること、Lengthによりデータ長が136バイトに設定されていること、及びRateにより変調方式が16QAM  $R=3/4$ に設定されていることを検出する。また、送受信装置は、変調方式16QAM  $R=3/4$ では、伝播路推定用プリアンプルD及びD'のデータ長が2OFDMシンボル時間分に相当する18バイトであると判断し、DFのデータ長が100バイトであると算出することができる。SFのRateによりデータ系列数が2であることから

、SDM-OFDMのデータ長は、トータルで200バイトであると判断し、そのように受信信号の復調を行う。

#### 【0131】

一方、T-71方式の送受信装置が上記の送信パケットを受信した場合には、パケット中のSFにおいて、Reserveが1になっていること、Lengthによりデータ長が136バイトに設定されていること、及びRateにより変調方式が16QAM R=3/4に設定されていることを検出する。送受信装置は、Reserveが1であるからパケットが復調不可能なデータを含んでいることを認識できるので、SFに誤りがあるという判断は行わない。さらに、伝播路推定用プリアンブルD及びD'分を含めたデータ長が136バイトであることが分かるので、送受信装置は、これに相当する期間、送受信を行わない待機状態を保つことができる。

#### 【0132】

##### 〔第4実施形態〕

上記した第2実施形態及び第3実施形態の無線データ伝送システムにおいて、SDM-OFDM方式により2本のアンテナ及び2つのデータ系列を用いてデータの送受信を行う場合には、送信側において送信データを2つに分割し、それぞれを送信パケットのDF(a)及びDF(b)に含めて送信するよう規定している。また、これら2つのDFは、同一のデータ長であり、同一の変調方式により変調されて送信されることとなっている。

#### 【0133】

しかしながら、これら2つのデータ系列において異なる2つのデータを送信することもできれば便利である。この場合、DF(a)及びDF(b)のデータ長は必ずしも等しくはならないが、第2実施形態及び第3実施形態の無線データ伝送システムにおいては、DF(a)及びDF(b)のデータ長を同一にして送信する必要がある。また、DF(a)及びDF(b)を異なる変調方式で変調して送信することもできない。

#### 【0134】

本発明の第4実施形態にかかる無線データ伝送システムは、このような不都合を解消するために規定したパケット構成によりデータを送受信することの特徴とするものである。尚、このパケット構成を除いて、本実施形態の無線データ伝送システム及びこれに用いる送受信装置の構成及び動作については、第2実施形態及び第3実施形態のものと同様であるものとする。

#### 【0135】

図8は、本実施形態の無線データ伝送システムにおいて送受信されるSDM-OFDM方式のデータのパケット構成を概略的に示す図である。尚、図8に示すパケットにおいて、領域B、C、SF、D、D'については、図6に示すものと同様であるので、ここでは説明を省略する。

#### 【0136】

本実施形態におけるパケット構成では、SDM-OFDM方式の伝播路推定シンボルD及びD'とDF(a)及びDF(b)との間に、それぞれ、シグナルフィールドSF(a)及びSF(b)を挿入していることを特徴する。SF(a)及びSF(b)は、それぞれ、DF(a)及びDF(b)の変調方式(Rate)及びデータ長(Length)を示すデータを含んでいる。また、第2実施形態及び第3実施形態と同様に、SFのReserveには、このパケットがSDM-OFDM方式によるものであるかどうかを示す情報を含んでいる。さらに、SFのLengthにおいても、第2実施形態又は第3実施形態と同様のデータを含んでいるのが好ましい。

#### 【0137】

これにより、これらのパケットを受信したSDM-OFDM方式の送受信装置は、まず、SFのReserveにより受信パケットがSDM-OFDM方式のデータを含んでいることを認識すると、さらに、後に続くSF(a)及びSF(b)に基づいて、DF(a)及びDF(b)に含まれるデータの復調処理を行うことができる。こうして、異なるデータを含む2つのパケットを、それぞれ異なるデータ系列により送受信し、受信側ではそれ

ぞれのパケットに対して独立した復調処理を行ってデータを取得することができる。

【0138】

尚、本実施形態において、SF (a)、SF (b) のフォーマットについては、図16に示す従来のSFと同様に構成しているので、本実施形態の送受信装置において従来同様に処理することができる。このため、本実施形態を利用するにあたっては、何ら新たな仕様を決める必要もない。

また、本実施形態のパケットをT-71方式の送受信装置が受信した場合には、第2実施形態及び第3実施形態と同様に処理するものとする。

【0139】

[第5実施形態]

上記の第2～第4実施形態では、送受信装置において受信電波を測定することにより、伝送キャリアの物理的な使用状況は確認できるが、この方法では伝送キャリアの論理的な使用状況は確認できない。SDM-OFDM方式では、パケットのデータフィールド中にMAC制御情報中を含んでおり、このMAC制御情報には、一連の通信に必要な媒体の予約時間を示すデータが含まれているので、このデータより伝送キャリアの論理的な使用状況が分かるようになっている。

【0140】

しかしながら、T-71方式による無線通信のみを行う送受信装置においては、SDM-OFDM方式によるパケットのデータフィールドを復調することはできないので、伝送キャリアの論理的な使用状況を確認することができない。ところが、本発明の無線データ伝送システムがより安定して動作するためには、T-71方式による無線通信のみを行う送受信装置においても、このMAC制御情報から伝送キャリアの論理的な使用状況を取得できるのが好ましい。

【0141】

そこで、本発明の第5実施形態にかかる無線データ通信システムでは、T-71方式の送受信装置でもSDM-OFDM方式のパケットに含まれるMAC制御情報を受信することができるよう構成したパケット用いて通信を行うことを特徴としている。尚、このパケット構成を除いて、本実施形態の無線データ伝送システム及びこれに用いる送受信装置の構成及び動作については、第2～第4実施形態のものと同様であるものとする。

【0142】

図9は、本実施形態の無線データ伝送システムにおいて送受信されるSDM-OFDM方式のデータのパケット構成を概略的に示す図である。尚、図9に示すパケットにおいて、領域B、C、SF、D、D'、SF (a)、SF (b) については、図6及び図7に示すものと同様であるので、ここでは説明を省略する。

【0143】

図9に示すパケットにおいて、上記の第3～第4実施形態と同様に、SFのReserve (リザーブビット) を、このパケットがSDM-OFDM方式であるかT-71方式であることを示すフラグとして用いている。また、SFのLengthは、長さを示すデータを含んでいる。DFは、MAC制御情報のみをデータとして含んでいる。DF (a) 及びDF (b) は、それぞれ、MAC制御情報を除いた伝送データを含んでいる。

【0144】

このような構成のパケットを受信したSDM-OFDM方式の送受信装置は、パケット中のB、C、SF、DFをT-71方式で復調するとともに、SF中のReserveの値に基づいて、D、D'、SF (a)、SF (b)、DF (a)、DF (b) をSDM-OFDM方式により復調する。

【0145】

また、上記パケットを受信したT-71方式の送受信装置は、パケット中のB、C、SF、DFをT-71方式で復調する。DFには伝送データは含まれていないが、MAC制御情報を含んでいるので、これにより送受信装置は伝送キャリアの論理的な使用状況を認識することが可能となる。

10

20

30

40

50



## 【0146】

## 〔第6実施形態〕

本発明の第6実施形態にかかる無線データ伝送システムは、パケット中のプリアンブルパターンにより送信データ系列数が識別可能であることを特徴としている。尚、このパケット構成を除いて、本実施形態の無線データ伝送システム及びこれに用いる送受信装置の構成及び動作については、上記の各実施形態のものと同様であるものとする。

## 【0147】

図10は、本実施形態の無線データ伝送システムにおいて送受信されるSDM-OFDM方式のデータのパケット構成を概略的に示す図である。図10の上段に示すパケットは、送信データ系列数が1であるときに送信されるパケットであり、下段に示すパケットは、送信データ系列数が2であるときに送信されるパケットである。これらのパケット中、C、SF、DF、D、D'、DF(a)、DF(b)については、図6及び図7に示すものと同様であるので、ここでは説明を省略する。

## 【0148】

図10の上段に示すパケットは、従来のT-71方式によるパケットと同様の構成であり、T-71方式及びSDM-OFDM方式のいずれの送受信装置においても受信可能である。このパケットのプリアンブルBは、全体としては周期がTBであり、周期Tbの等しいパターンの信号bを10回繰り返すことにより生成されている。

## 【0149】

一方、図10の下段に示すパケットでは、プリアンブルBが、上段に示すパケットの2倍の長さであり、即ち、周期Tbの等しいパターンの信号bを20回繰り返すことにより生成されている。ここで、下段に示すパケットのプリアンブルBの長さを上段に示すものの2倍としているが、これはパケットの一構成例に過ぎず、本実施形態ではプリアンブルBの長さを任意の値に設定することができる。

## 【0150】

T-71方式及びSDM-OFDM方式の送受信装置は、上記の各パケットを含んだ信号を受信すると、受信信号を期間Tbだけ遅延させた信号を生成し、この遅延信号と受信信号との相関を取り、この相関のパターンから信号の有無の検出及び受信タイミングの検出を行っている。ここで、2つの信号間の相関とは、上記遅延信号及び受信信号それぞれが含む複素信号の類似度のことを意味している。具体的には、両信号が含む複素信号の振幅を複素乗算し、期間Tbの間積分した値を相関値としている。

## 【0151】

図11は、図10に示す各パケットのプリアンブル信号から上記のように算出されて出力される相関値の出力波形を示す図である。図11の上段は、図10の上段に示すパケットの相関値として出力される波形である。このパケットのプリアンブルBは、周期Tbの信号bを10回繰り返して生成されているので、その遅延信号との相関をとると、ほぼ期間 $9 \times Tb$ の間、相関値が大きくなる。また、図11の下段は、図10の下段に示すパケットの相関値として出力される波形であり、上記同様、その遅延信号との相関値は、ほぼ期間 $19 \times Tb$ の間大きくなる。

尚、図11に示す波形図では、各種のノイズ成分については無視しているため、直線的な波形となっている。また、上段及び下段の両図とも横軸に時間を、縦軸に相関値をとっており、相関値の値が大きいほど相関が強いことになる。

## 【0152】

図11に示すように、T-71方式及びSDM-OFDM方式の送受信装置では、受信信号から検出される相関値に対して、一定の閾値を設定している。送受信装置は、受信したプリアンブル信号の相関値がこの閾値を超える期間Tcorを検出し、これに基づいて受信信号の種類を識別することができるようになっている。

## 【0153】

例えば、図5に示す送受信装置Bは、T-71方式及びSDM-OFDM方式の双方によるパケットを受信するため、受信装置Bでは、受信したプリアンブル信号の相関値が所定



の閾値を超える期間  $T_{cor}$  を算出し、 $T_{cor} > 15 \times T_b$  である場合には  $SDM-OFDM$  方式の送受信装置として動作し、 $T_{cor} \leq 15 \times T_b$  である場合には  $T-71$  方式の送受信装置として動作するよう構成している。これにより、送受信装置は、受信パケットが  $T-71$  方式によるものであるか  $SDM-OFDM$  方式によるものであるかを適切に判断し、該当する方の方式による送受信装置として動作することが可能となる。ここで、受信パケットの通信方式を判定する基準として、 $T_{cor}$  が  $15 \times T_b$  を超えるかどうかを境界条件としているが、相関値に対する閾値とともに、任意の値を設定することができる。

#### 【0154】

一方、図5に示す送受信装置Cは、従来の  $T-71$  方式専用の送受信装置であるため、上記のような受信パケットの通信方式を判定する機能は備えていないが、図10の上段に示すような  $T-71$  方式のパケットを受信し復調できることは当然である。送受信装置Cが図10の下段に示す  $SDM-OFDM$  方式のパケットを受信した場合には、伝送データを復調することは受信できないが、パケットのプリアンプルパターンは  $T-71$  方式と共通しているため、受信電波を検出することは可能であり、図5に示すような無線データ伝送システムにおいて上記のような  $SDM-OFDM$  方式のパケットが送受信されていても、システムへの悪影響を及ぼすことはない。

#### 【0155】

上記したように、 $SDM-OFDM$  方式において使用する送信アンテナの本数により、送信パケットのプリアンプルパターンを変えることにより、現状運用されている  $T-71$  方式の無線データ伝送システムの上に、 $SDM-OFDM$  方式のシステムを展開することが可能となる。

#### 【0156】

##### 〔第7実施形態〕

本発明の第7実施形態にかかる無線データ伝送システムは、受信側の装置においてパケット中の  $SDM-OFDM$  伝播路推定用プリアンプルにより受信パケットの通信方式を識別することができるよう構成していることを特徴としている。

#### 【0157】

図12は、本実施形態の無線データ伝送システムにおいて用いる  $SDM-OFDM$  方式のパケットの構成例を概略的に示す図である。図12に示すパケットにおいて、B、C、SFは従来の  $T-71$  方式によるパケットと同様に構成されているものとする。したがって、上記した各実施形態のように、パケットの通信方式を識別するためのデータをSFのRateやReserveに含めたり、Bのデータ長により通信方式を示したりする構成はとっていない。

#### 【0158】

図12において、 $SDM-OFDM$  伝播路推定用プリアンプルD及びD'は、それぞれ、D1とD2及びD1と-D2というデータを含んでいる。D1はD及びD'の先頭に共通して含まれるデータであり、このデータにより受信装置は以下に  $SDM-OFDM$  方式のデータが続くことを識別することが可能となる。例えば、受信装置において、D1と同じ波形を受信したときに相関値を算出するような相関器を備えるよう構成すればよい。

#### 【0159】

$SDM-OFDM$  方式の受信装置は、図12に示すパケットを受信すると、 $T-71$  方式によりB、C、SFを復調するとともに、相関器を動作させ、SFに続く信号が波形D1と相関をもっているかどうかを検出する。相関を検出した（相関器により算出される相関値が所定の閾値を超える）場合には、以下に続くデータは  $SDM-OFDM$  方式のデータであると判断し、D1及びD2（-D2）により推定される伝播路行列を用いてDF（a）又はDF（b）を復調する。

#### 【0160】

図12に示すパケット構成及び上記のような受信装置の構成によれば、 $T-71$  で既に定義されているSFのデータに変更を加えることなく、 $SDM-OFDM$  方式のパケットを

生成し送受信することが可能となる。

【0161】

尚、本実施形態の無線データ伝送システムでは、T-71方式の packets を受信している場合であっても、SFに続くDFの最初のOFDMシンボルの波形が偶然D1と一致していたり、高い相関を有していたりするために、受信装置においてこの packets を誤ってSDM-OFDM方式の packets であると判断してしまうことが起こり得る。このような検出ミスを回避するためには、例えば、SFとSDM-OFDM信号の伝播路推定用プリアンブルD又はD'との間に、Null（無信号状態）を挿入すればよい。

尚、上記において説明した構成部分を除いて、本実施形態の無線データ伝送システム及びこれに用いる送受信装置の構成及び動作については、従来技術のものと同様である。

【0162】

以上、本発明の無線データ伝送システム及び無線データ送受信装置について、具体的な実施の形態を示して説明したが、本発明はこれらに限定されるものではない。当業者であれば、本発明の要旨を逸脱しない範囲内において、上記各実施形態又は他の実施形態にかかる発明の構成及び機能に様々な変更・改良を加えることが可能である。

【0163】

特に、上記各実施形態では、説明を簡略化するため、2本のアンテナ及び2つのデータ系列数を用いたシステムのみを示しているが、本発明はこれに限定されるわけではなく、任意の空間多重数による空間分割多重伝送システムを確立することができる。

【0164】

また、上記各実施形態では、SDM-OFDM方式とあわせて使用する従来の通信方式としてARIB-STD T-71を例示しているが、本発明はこれに限定されるわけではなく、例えば、IEEE 802.11aなどにも応用が可能である。

【0165】

【発明の効果】

以上、説明したように、本発明の無線データ伝送システム及び無線データ送受信装置によれば、SDM-OFDM方式により、複数のアンテナを使用して、同一周波数帯域で複数のデータ系列での送受信ができるような無線データ伝送システム及び無線データ送受信装置が提供される。

【0166】

さらに、このようなSDM-OFDM方式を5GHz帯で使用するにあたって、従来のARIB-STD T-71やIEEE 802.11a等の無線通信システムとのコンパチビリティを備えた無線データ伝送システム及び無線データ送受信装置が提供される。本発明の無線データ伝送システムにおいて、SDM-OFDM方式の送受信装置と従来の方式による送受信システムとが混在していても、一方の送受信装置が通信中に他方の送受信装置が送信を開始することがないよう構成することができるため、安定した通信システムを提供することが可能になる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の第1実施形態にかかる無線データ伝送システムにおいて用いる送信装置の構成を概略的に示すブロック図である。

【図2】図1に示す送信装置における空間分割多重制御データの送信動作の流れを示すフローチャートである。

【図3】本発明の第1実施形態にかかる無線データ伝送システムにおいて用いる受信装置の構成を概略的に示すブロック図である。

【図4】図3に示す受信装置における空間分割多重制御データの受信動作の流れを示すフローチャートである。

【図5】本発明の第2実施形態にかかる無線データ伝送システムの構成を概略的に示す図である。

【図6】図5に示す無線データ伝送システムにおいて送受信される packets の構成を概略的に示す図である。

10

20

30

40

50

【図7】図5に示す送受信装置A及びBにおいて受信動作を行う際の処理の流れを示すフローチャートである。

【図8】本発明の第4実施形態にかかる無線データ伝送システムにおいて送受信されるSDM-OFDM方式のデータの packets 構成を概略的に示す図である。

【図9】本発明の第5実施形態にかかる無線データ伝送システムにおいて送受信されるSDM-OFDM方式のデータの packets 構成を概略的に示す図である。

【図10】本発明の第6実施形態にかかる無線データ伝送システムにおいて送受信されるSDM-OFDM方式のデータの packets 構成を概略的に示す図である。

【図11】図10に示す各 packets のプリアンブル信号から算出される当該信号の相関値の出力波形を示す図である。 10

【図12】本発明の第7実施形態にかかる無線データ伝送システムにおいて送受信されるSDM-OFDM方式のデータの packets 構成を概略的に示す図である。

【図13】従来技術におけるSDMを利用した無線通信システムの一構成例を概略的に示す図である。

【図14】図13に示す送信装置のアンテナTxAnt\_\_A及びTxAnt\_\_Bから送信される伝播路測定用プリアンブルの packets フォーマットの例を示す図である。

【図15】5GHz帯を利用したOFDM無線通信方式において使用する通信 packets の構成を概略的に示す図である。

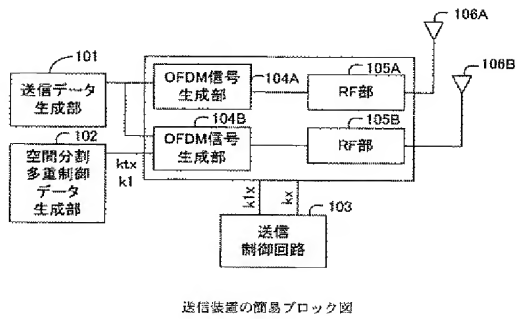
【図16】図15に示す通信 packets のシグナルフィールド(SF)に含まれるデータの構成を示す図である。 20

【図17】ARIB-STD T-71仕様による受信装置において、無線通信伝送波を受信し復調する処理の流れを示すフローチャートである。

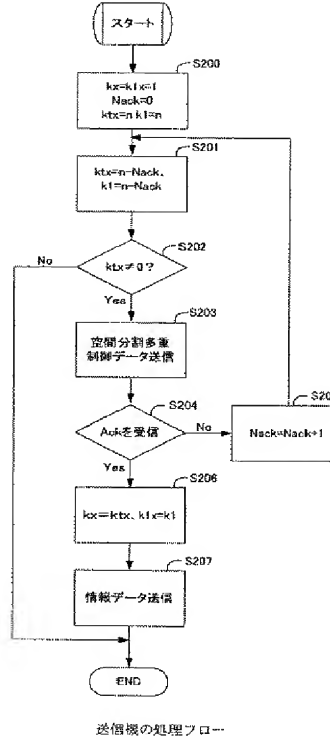
【符号の説明】

- 101 送信データ生成部
- 102 空間分割多重制御データ生成部
- 103 送信制御回路
- 104A、104B OFDM信号生成部
- 105A、105B RF部
- 106A、106B アンテナ
- 301A、301B アンテナ
- 302A、302B RF部
- 303A、303B OFDM信号受信回路
- 304 空間分割多重制御データ解析回路
- 305 受信制御回路
- 306 SDM処理部
- 307 受信データ処理部

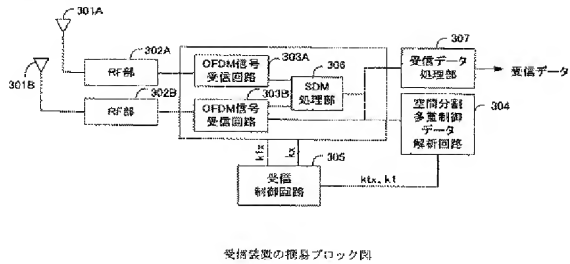
【図 1】



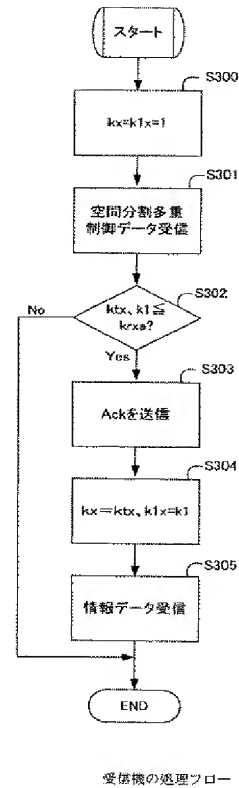
【図 2】



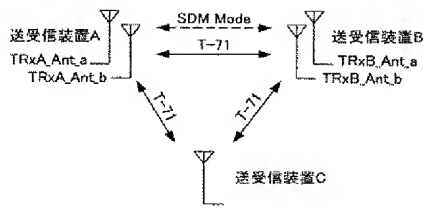
【図 3】



【図 4】

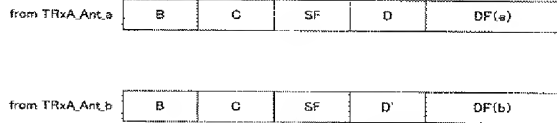


【図 5】



実施例 2 における端末の構成図

【図 6】



実施例 2、3 におけるパケット構成の 1 例

【図 8】



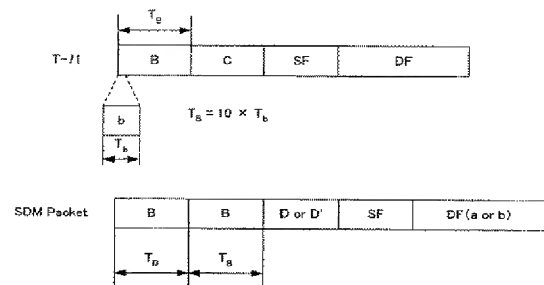
実施例 4 におけるパケット構成の 1 例

【図 9】



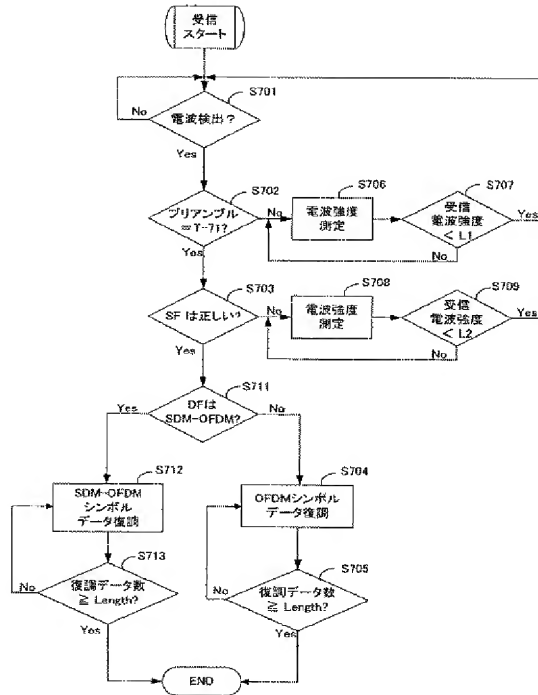
実施例 5 におけるパケット構成の 1 例

【図 10】



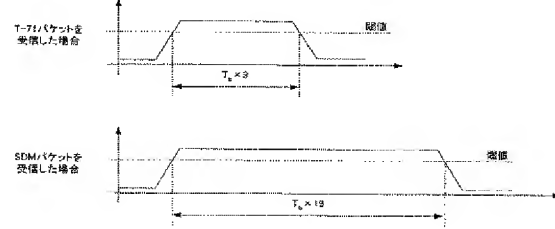
ARIB-STD T-71 仕様のプリアンブルと実施例 6 におけるパケット構成の 1 例

【図 7】



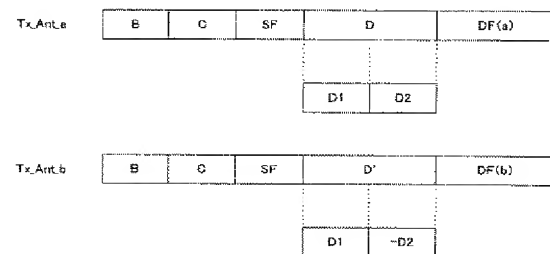
実施例 2、3 における受信装置の処理フロー

【図 11】



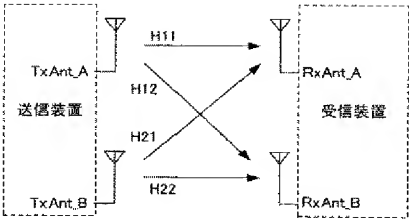
実施例 6 におけるプリアンブルを受信した時の相関器の出力波形イメージ

【図 12】



実施例 7 におけるパケット構成の 1 例

【図 1 3】



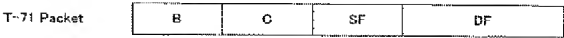
従来例におけるシステム概念図

【図 1 4】



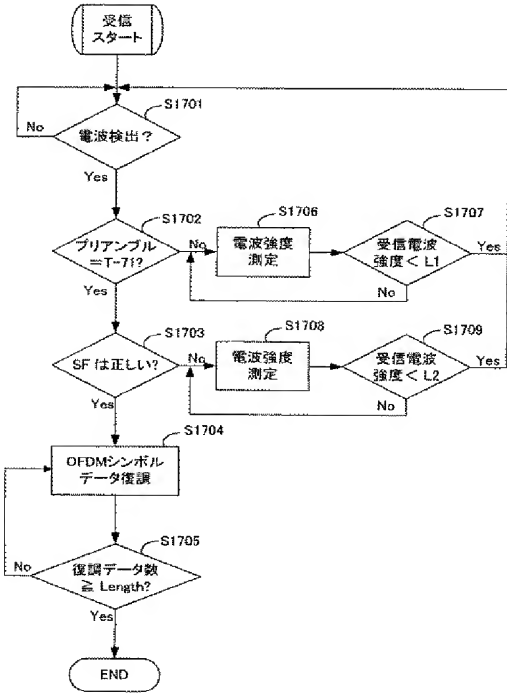
従来例におけるパケットフォーマット

【図 1 5】



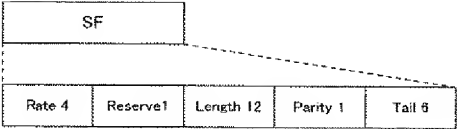
ARIB-STD T-71 仕様のパケット構成

【図 1 7】



ARIB-STD T-71 仕様における一般的な受信装置の処理フロー

【図 1 6】



ARIB-STD T-71 仕様のパケットにおけるシグナルフィールドの詳細

---

フロントページの続き

(72)発明者 白川 淳

大阪府大阪市阿倍野区長池町 2 2 番 2 2 号 シャープ株式会社内

(72)発明者 岡本 直樹

大阪府大阪市阿倍野区長池町 2 2 番 2 2 号 シャープ株式会社内

(72)発明者 末竹 弘泰

大阪府大阪市阿倍野区長池町 2 2 番 2 2 号 シャープ株式会社内

F ターム(参考) 5K022 FF00

5K067 AA02 BB21 CC24 HH21 KK03

【公報種別】特許法第17条の2の規定による補正の掲載

【部門区分】第7部門第3区分

【発行日】平成18年8月3日(2006.8.3)

【公開番号】特開2004-297172(P2004-297172A)

【公開日】平成16年10月21日(2004.10.21)

【年通号数】公開・登録公報2004-041

【出願番号】特願2003-83429(P2003-83429)

【国際特許分類】

H 0 4 J 15/00 (2006.01)

H 0 4 B 7/26 (2006.01)

【F I】

H 0 4 J 15/00

H 0 4 B 7/26 C

【手続補正書】

【提出日】平成18年6月15日(2006.6.15)

【手続補正1】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】特許請求の範囲

【補正方法】変更

【補正の内容】

【特許請求の範囲】

【請求項1】 複数のアンテナを備え、アンテナ毎に異なるデータを送信することができる空間分割多重無線送信装置であって、

空間分割多重制御に必要な空間分割多重制御データを生成する空間分割多重制御データ生成部を備え、

前記空間分割多重制御データを、送信装置が使用されるシステムで決定される空間多重数（データ系列数）を用いて送信することを特徴とする送信装置。

【請求項2】 前記空間分割多重制御データには、少なくともアンテナ数と空間多重数（データ系列数）とが含まれ、

前記システムで決定される空間多重数（データ系列数）は1であることを特徴とする請求項1に記載の送信装置。

【請求項3】 請求項1又は2に記載の送信装置から無線送信されたデータを受信可能な受信装置であって、

受信したデータに含まれる前記空間分割多重制御データから、前記送信装置が送信に用いた空間多重数（データ系列数）を取得し、該空間多重数に基づいてデータを受信可能かどうかの判別を行う手段を備えた受信装置。

【請求項4】 複数のアンテナを備え、アンテナ毎に異なるデータを送信することができる空間分割多重無線送信装置であって、

1つのアンテナあるいは複数のアンテナから同一のデータを送信する第1の期間と、全てのアンテナから異なるデータを送信する第2の期間と、を切り替えてデータを送信する手段を有し、

さらに、前記第2の期間の空間分割多重制御データを生成する空間分割多重制御データ生成部を有し、

前記第1の期間に、前記空間分割多重制御データを送信することを特徴とする送信装置。

【請求項5】 請求項4に記載の送信装置から無線送信されたデータを受信可能な受信装置であって、

前記第1の期間に受信したデータに含まれる前記空間分割多重制御データを復調し、前



記空間分割多重制御データから前記第 2 の期間の復調方式を決定し、データの復調を行うことを特徴とする受信装置。

JP2004535694

PUB DATE: 2004-11-25

APPLICANT: QUALCOMM Incorporated

HAS ATTACHED HERETO CORRESPONDING ENGLISH LANGUAGE EQUIVALENT:

WO02062002

PUB DATE: 2002-08-08

APPLICANT: QUALCOMM INC [US]

## CODING SCHEME FOR A WIRELESS COMMUNICATION SYSTEM

Page bookmark JP 2004535694 (A) - CODING SCHEME FOR A WIRELESS COMMUNICATION SYSTEM

Publication date: 2004-11-25

Inventor(s):

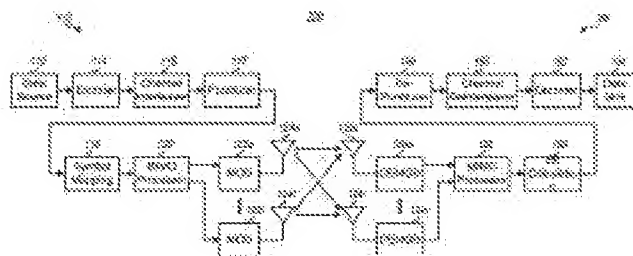
Applicant(s): QUALCOMM Incorporated

- H04B7/04; H04J11/00; H04J99/00; H04L1/00; H04L27/26; (IPC1-international: 7): H04J11/00; H04J15/00

Classification: H04B7/04M1; H04B7/06C1F1Q; H04L1/00A5; H04L1/00B3;  
- European: H04L1/00B5E5; H04L1/00B7K3; H04L1/00B7R1; H04L1/00B7V;  
H04L5/00C4A; H04L5/00C7A

Application number: JP20020561419T 20020123

Priority number(s): US20010776073 20010201; WO2002US02143 20020123



Abstract not available for JP 2004535694 (A)

Abstract of corresponding document: WO 02062002 (A1)

Coding techniques for a (e.g., OFDM) communication system capable of transmitting data on a number of transmission channels at different information bit rates based on the channels' achieved SNR. A base code is used in combination with common or variable puncturing to achieve different coding rates required by transmission channels. The data (i.e., information bits) for a data transmission is encoded with the base code, and the coded bits for each channel (or group of channels with the similar transmission capabilities) are punctured to achieve the required coding rate. The coded bits may be interleaved (e.g., to combat fading and remove correlation between coded bits in each modulation symbol) prior to puncturing. The unpunctured codes bits are grouped into non-binary symbols (e.g., using Gray mapping). The modulation symbol may be preconditioned and prior to transmission.

(19) 日本国特許庁 (JP)

(12) 公表特許公報 (A)

(11) 特許出願公表番号

特表2004-535694

(P2004-535694A)

(43) 公表日 平成16年11月25日 (2004. 11. 25)

(51) Int. Cl. <sup>7</sup>

F 1

テーマコード (参考)

H 0 4 J 11/00

H 0 4 J 11/00

Z

5 K 0 2 2

H 0 4 J 15/00

H 0 4 J 15/00

審査請求 未請求 予備審査請求 有 (全 82 頁)

(21) 出願番号 特願2002-561419 (P2002-561419)  
 (86) (22) 出願日 平成14年1月23日 (2002. 1. 23)  
 (85) 翻訳文提出日 平成15年8月1日 (2003. 8. 1)  
 (86) 国際出願番号 PCT/US2002/002143  
 (87) 国際公開番号 W02002/062002  
 (87) 国際公開日 平成14年8月8日 (2002. 8. 8)  
 (31) 優先権主張番号 09/776, 073  
 (32) 優先日 平成13年2月1日 (2001. 2. 1)  
 (33) 優先権主張国 米国 (US)

(71) 出願人 595020643  
 クアアルコム・インコーポレイテッド  
 QUALCOMM INCORPORATED  
 アメリカ合衆国、カリフォルニア州 92  
 121-1714、サン・ディエゴ、モア  
 ハウス・ドライブ 5775  
 (74) 代理人 100058479  
 弁理士 鈴江 武彦  
 (74) 代理人 100091351  
 弁理士 河野 哲  
 (74) 代理人 100088683  
 弁理士 中村 誠  
 (74) 代理人 100109830  
 弁理士 福原 淑弘

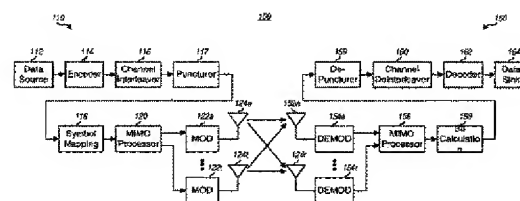
最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 無線通信システムのための符号化方式

(57) 【要約】

多数の伝送チャンネル上で、チャンネルの達成されたS N Rに基づく異なる情報ビットレートでデータを伝送できる通信システム (例えば、OFDM通信システム) のための符号化技術。基礎符号を、共通の、または可変のパンクチャリングと組合せて使用して、伝送チャンネルによって要求される異なる符号化レートを実現する。データ伝送のためのデータ (すなわち、情報ビット) を基礎符号で符号化し、各チャンネルに対する符号化されたビット (または同等の伝送能力を備えたチャンネルのグループ) にパンクチャして、必要な符号化レートを達成する。符号化されたビットは、パンクチャリングする前に、(例えば、フェージングを抑制し、各変調記号内の符号化されたビット間の相関関係を取り除くために) インターリーブしてもよい。パンクチャされていない符号ビットは、(例えば、グレイマッピングを使用して) 非二値記号へまとめられる。変調記号は、伝送前に、事前調整してもよい。

【選択図】 図1



**【特許請求の範囲】****【請求項1】**

無線通信システムにおいて、複数の伝送チャンネル上で伝送するデータを準備するための方法であって、各伝送チャンネルは、各変調記号系列を伝送するように動作可能であり、各伝送チャンネルによって支援される1変調記号に対する情報ビット数を判断することと

、各伝送チャンネルの変調方式を識別して、1変調記号に対する判断された数の情報ビットを支援することと、

1変調記号に対する判断された数の情報ビットと、伝送チャンネルに対する識別された変調方式とに少なくとも基づいて、各伝送チャンネルの符号化レートを判断して、少なくとも2本の伝送チャンネルを異なる符号化レートと関係付けることと、

特定の符号化方式にしたがって複数の情報ビットを符号化して、複数の符号化されたビットを供給することと、

特定のバンクチャリング方式にしたがって複数の符号化されたビットをバンクチャして、多数のバンクチャされていない符号化されたビットを複数の伝送チャンネルへ供給することと、

少なくとも2本の伝送チャンネルに対して異なる符号化レートを実現するようにバンクチャリングを調節することが含まれる方法。

**【請求項2】**

無線通信システムが、複数の送信アンテナと複数の受信アンテナとを有する多重入力多重出力 (multiple-input multiple-output, MIMO) システムである請求項1記載の方法。

**【請求項3】**

無線通信システムが、直交周波数分割変調 (orthogonal frequency division modulation, OFDM) 通信システムである請求項1記載の方法。

**【請求項4】**

OFDM通信システムが、複数の送信アンテナと複数の受信アンテナとを有する多重入力多重出力 (MIMO) システムとして動作する請求項3記載の方法。

**【請求項5】**

OFDMシステムが複数の周波数サブチャンネル上でデータを伝送するように動作し、各伝送チャンネルがOFDMシステム内の周波数サブチャンネルの空間サブチャンネルに対応する請求項4記載の方法。

**【請求項6】**

バンクチャリングが、複数の伝送チャンネルの伝送能力に基づいている請求項1記載の方法。

**【請求項7】**

伝送能力が、複数の伝送チャンネルから求められるチャンネル状態情報 (channel state information, CSI) から判断される請求項6記載の方法。

**【請求項8】**

CSIには、複数の伝送チャンネルの信号対雑音比 (signal-to-noise ratio, SNR) 情報が含まれる請求項7記載の方法。

**【請求項9】**

CSIには、送信アンテナから受信アンテナへの伝送特徴に関する情報が含まれる請求項7記載の方法。

**【請求項10】**

CSIには、送信アンテナから受信アンテナへの伝送特徴に関する固有モード情報が含まれる請求項7記載の方法。

**【請求項11】**

同等の伝送能力を有する伝送チャンネルをセグメントにまとめて、各セグメントごとに、バンクチャリングを行なうことがさらに含まれる請求項6記載の方法。

**【請求項12】**

1 グループの符号化されたビットを各セグメントへ割り当てて、各セグメントに割り当てられた符号化されたビットのグループに対して、パンクチャリングを行うことがさらに含まれる請求項1記載の方法。

**【請求項13】**

各セグメントには、特定のSNRの範囲内のSNRを有する伝送チャンネルが含まれる請求項1記載の方法。

**【請求項14】**

ターボ符号を介して、符号化を達成する請求項1記載の方法。

**【請求項15】**

符号化により、複数の情報ビットに対する複数のテールおよびパリティビットを供給し、複数のテールおよびパリティビットに対してパンクチャリングを行なう請求項14記載の方法。

**【請求項16】**

パンクチャリングを行って、パンクチャされていないテールおよびパリティビットが複数の情報ビット上にほぼ均等に分散される請求項14記載の方法。

**【請求項17】**

ターボ符号には、2つのテールおよびパリティビットを供給するように動作する2つの構成符号が含まれていて、パンクチャリングを行って、ほぼ同数のテールおよびパリティビットを、テールおよびパリティビットの2本のストリームから削除する請求項14記載の方法。

**【請求項18】**

$n$  を、伝送チャンネルによって支援される1変調記号に対する情報ビット数として、各伝送チャンネルごとの符号化レートを  $n/(n+1)$  以上、 $n/(n+2)$  以下になるように選択する請求項1記載の方法。

**【請求項19】**

各伝送チャンネルに対する符号化レートが、 $1/2$  以上である請求項1記載の方法。

**【請求項20】**

畳込み符号によって符号化を達成する請求項1記載の方法。

**【請求項21】**

ブロック符号によって符号化を達成する請求項1記載の方法。

**【請求項22】**

複数の伝送チャンネルにおいて使用可能であるが、埋められていないビット位置を埋めるようにパディングビットを挿入することがさらに含まれる請求項1記載の方法。

**【請求項23】**

複数の伝送チャンネルにおいて、使用可能であるが、埋められていないビット位置を埋めるように、符号化されたビットの少なくとも一部を反復することがさらに含まれる請求項1記載の方法。

**【請求項24】**

複数の符号化されたビットをインターリーブすることがさらに含まれる請求項1記載の方法。

**【請求項25】**

インターリーブされた符号化されたビットに対して、パンクチャリングを行う請求項24記載の方法。

**【請求項26】**

2つの構成符号が構成されているターボ符号によって符号化を達成し、複数の情報ビット、第1の構成符号からの複数のテールおよびパリティビット、第2の構成符号からの複数のテールおよびパリティビットを、別々にインターリーブする請求項24記載の方法。

**【請求項27】**

複数の伝送チャンネルに対して非二値記号を形成し、

各非二値記号には、パンクチャされていない符号化されたビットのグループが構成されていることと、

各非二値記号を各変調記号へマップすることとがさらに含まれている請求項 1 記載の方法。

【請求項28】

複数の符号化されたビットをインターリーブして、  
インターリーブされた符号化されたビットから、非二値記号を形成することがさらに含まれる請求項 2 7 記載の方法。

【請求項29】

各伝送チャンネルの変調方式が、複数の点を有する各信号配列と関係付けられ、各変調記号が、変調方式の信号配列内の特定の点を表わす請求項 2 7 記載の方法。

【請求項30】

各信号配列内の複数の点が、特定のグレイマッピング方式に基づく値を割り当てられる請求項 2 9 記載の方法。

【請求項31】

値を、各信号配列内の複数の点に割り当てて、信号配列内の隣り合う点の値が、1 ビット位置分、異なるようにする請求項 3 0 記載の方法。

【請求項32】

1 変調記号に対する情報ビット数の判断と、変調方式の識別と、符号化レートの判断とを反復することによって、複数の伝送チャンネルの変化に適應することがさらに含まれる請求項 1 記載の方法。

【請求項33】

各伝送チャンネルの変調方式が、1 変調記号に対して 2 以上の符号化されたビットの伝送を支援する請求項 1 記載の方法。

【請求項34】

複数の伝送チャンネル上での伝送が、単一受信者の受信デバイスを意図されている請求項 1 記載の方法。

【請求項35】

直交周波数分割変調 (OFDM) 通信システムにおいて、複数の伝送チャンネル上で伝送するデータを準備するための方法であって、各伝送チャンネルが、各変調記号系列を伝送するように動作し、

各伝送チャンネルによって支援される 1 変調記号に対する情報ビット数を判断することと、

各伝送チャンネルの変調方式を識別して、1 変調記号に対する判断された数の情報ビットを支援することと、

1 変調記号に対する判断された数の情報ビットと、伝送チャンネルに対する識別された変調方式とに少なくとも基づいて、各伝送チャンネルの符号化レートを判断して、少なくとも 2 本の伝送チャンネルを異なる符号化レートと関係付けることと、

特定のターボ符号にしたがって複数の情報ビットを符号化して、複数のテールおよびパリティビットを供給することと、

特定のインターリーブ方式にしたがって、複数の情報ビットと、テールおよびパリティビットとをインターリーブすることと、

特定のパンクチャリング方式にしたがって、複数のインターリーブされたビットをパンクチャして、多数のパンクチャされていない符号化されたビットを複数の伝送チャンネルに供給して、少なくとも 2 本の伝送チャンネルに対して異なる符号化レートを達成するようにパンクチャリングを調整することと、

複数の伝送チャンネルに対して非二値記号を形成して、各非二値記号に、パンクチャされていない符号化されたビットのグループが収められるようすることと、

各非二値記号を各変調記号へマップすることとが含まれる方法。

【請求項36】

複数の伝送チャンネル上でデータを伝送するように動作する無線通信システムであって、各伝送チャンネルを使用して、各変調記号系列を伝送し、符号器であって、特定の符号化方式にしたがって複数の情報ビットを符号化して、複数の符号化されたビットを供給し、かつ特定のバンクチャリング方式にしたがって複数の符号化されたビットをバンクチャして、多数のバンクチャされていない符号化されたビットを複数の伝送チャンネルへ供給し；各伝送チャンネルは、伝送チャンネルに対して選択された特定の変調方式によって、1変調記号に対する特定数の情報ビットを伝送することができ、さらに加えて、各伝送チャンネルは、伝送チャンネルおよび変調方式によって支援される1変調記号に対する情報ビット数に少なくとも依存する特定の符号化レートに関係付けられていて、少なくとも2本の伝送チャンネルは、異なる符号化レートと関係付けられていて、符号器が、少なくとも2本の伝送チャンネルに対する異なる符号化レートを実現するようにバンクチャリングを調節するように構成されている符号器が構成されている無線通信システム。

【請求項37】

符号器に接続され、かつ複数の符号化されたビットをインターリーブするように構成されているチャンネルインターリーバがさらに構成されていて、符号器が、インターリーブされたビットをバンクチャするように構成されている請求項36記載のシステム。

【請求項38】

チャンネルインターリーバに接続された記号マッピング素子であって、複数の伝送チャンネルに対して非二値記号を形成し、バンクチャされていない符号化されたビットのグループが収められている各非二値記号を、各変調記号へマップする記号マッピング素子がさらに構成されている請求項37記載のシステム。

【請求項39】

記号マッピング素子に接続され、複数の伝送チャンネルの変調記号を事前調整して、多重入力多重出力（MIMO）伝送を実行するように構成されている信号プロセッサがさらに構成されている請求項38記載のシステム。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、データ通信に関する。とくに、本発明は、異なる伝送能力を有する多数の伝送チャンネル上で伝送するデータを符号化するための新規で、融通性のある、効率的な符号化方式に関する。

【背景技術】

【0002】

無線通信システムは、音声、データ、等のような種々のタイプの通信を提供するために、広く配備されている。これらのシステムは、符号分割多重アクセス（code division multiple access, CDMA）、時分割多重アクセス（time division multiple access, TDMA）、直交周波数分割変調（orthogonal frequency division modulation, OFDM）、または他の変調技術に基づいている。いくつかのチャンネル環境では、OFDMシステムが高い性能を有する。

【0003】

OFDMシステムでは、動作周波数バンドは、多数の“周波数サブチャンネル”、すなわち周波数ビンへ効率的に分割される。各サブチャンネルは、データを変調する各サブキャリアと関係付けられていて、独立の“伝送チャンネル”と考えられる。一般に、伝送されるデータ（すなわち、情報ビット）を特定の符号化方式で符号化して、符号化されたビットを生成する。高度の変調方式（例えば、QPSK、QAM、など）では、符号化されたビットは非二値記号へまとめられ、サブキャリアを変調するのに使用される。

【0004】

OFDMシステムの周波数サブチャンネルは、異なるリンク状態（例えば、異なるフェー



ジングおよびマルチパスの影響)を経ると、信号対雑音および干渉比 (signal-to-noise-plus-interference ratio, SNR) が異なる。したがって、個々の性能レベルにおいて各サブチャンネル上で伝送される1変調記号に対する情報ビット数(すなわち、情報ビットレート)は、サブチャンネルごとに異なる。さらに加えて、一般に、リンク状態は時間にしたがって変化する。その結果、サブチャンネルにおいて支援されるビットレートも、時間にしたがって変化する。

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0005】

周波数サブチャンネルの伝送能力が異なることと、能力が時間にしたがって変化する事により、サブチャンネルに必要な符号化されたビットを得るために、支援される情報ビット数/変調記号を符号化できる効率的な符号化方式を用意することが困難になった。

【0006】

したがって、多数のサブチャンネル上で伝送するデータを符号化するのに使用される高性能で、効率的で、融通性のある符号化方式が、非常に求められている。

【課題を解決するための手段】

【0007】

【発明の効果】

【0008】

本発明の種々の態様では、多数の“伝送チャンネル”上で、チャンネルで実現したSNRに基づく異なる情報ビットレートで、データを伝送できる通信システムのための効率的で効果的な符号化技術を与えている。多数の符号化/バンクチャリング方式を使用して、必要な符号化されたビット(すなわち、ターボ符号が使用される場合は、情報、テール、パリティビット)を生成する。第1の符号化/バンクチャリング方式では、全ての伝送チャンネル(例えば、別途記載するように、多重入力/多重出力アンテナ(multiple input/multiple output antenna, MIMO)を備えた、OFDMシステムにおける全ての周波数サブチャンネル、またはOFDMシステムにおける全ての周波数サブチャンネルの空間サブチャンネル)において、特定の基礎符号および共通のバンクチャリングを使用する。第2の符号化/バンクチャリング方式では、伝送チャンネルにおいて、同じ基礎符号であるが、可変のバンクチャリングを使用する。可変のバンクチャリングを使用して、伝送チャンネルに対して異なる符号化レートを与えることができる。各伝送チャンネルの符号化レートは、チャンネルに対して選択された情報ビットレートおよび変調方式に依存する。

【0009】

本発明の実施形態では、通信システム、例えば直交周波数分割変調(orthogonal frequency division modulation, OFDM)システム内の多数の伝送チャンネル上で伝送するデータを用意するための方法を提供する。各伝送チャンネルは、各変調記号系列を伝送するように動作することができる。この方法にしたがうと、各伝送チャンネルによって支援される1変調記号に対する情報ビット数は、(例えば、チャンネルのSNRに基づいて)判断される。次に、変調方式を各伝送チャンネルごとに識別し、1変調記号に対する判断された数の情報ビットを支援する。1変調記号に対する支援される情報ビット数と、識別された変調方式とに基づいて、各伝送チャンネルの符号化レートを判断する。少なくとも2本の伝送チャンネルは、伝送能力が異なるために、異なる符号化レートと関係付けられる。

【0010】

その後で、特定の符号化方式にしたがって、多数の情報ビットを符号化して、多数の符号化されたビットを得る。ターボ符号を使用する場合は、情報ビットに対して、多数のテールおよびパリティビットを生成する(符号化されたビットには、情報ビット、テールビット、およびパリティビットが含まれる)。符号化されたビットは、特定のインターリーブ方式にしたがってインターリーブされる。構成を簡単にするために、バンクチャリングの前に、インターリーブを行ってもよい。次に、特定のバンクチャリング方式にしたがって、符号化されたビット(例えば、ターボ符号が使用される場合は、テールおよび

パリティビット)をパンクチャして、多数のパンクチャされていない符号化されたビットを送信チャンネルに与える。パンクチャリングを調節して、送信チャンネルに必要な異なる符号化レートを実現する。その代りに、インターリーブングの前に、パンクチャリングを行ってもよい。

#### 【0011】

次に、送信チャンネルごとに、非二値記号を生成する。各非二値記号には、インターリーブされて、パンクチャされていない符号化されたビットのグループが含まれ、各変調記号にマップされる。各非二値記号内の特定数の符号化されたビットは、チャンネルの変調方式に依存する。別途記載するように、多重入力多重出力(MIMO)システムでは、各周波数サブチャンネルの多数の空間サブチャンネル上で伝送でき、各周波数サブチャンネルの変調記号は、伝送前に事前調整される。

#### 【0012】

別途詳しく記載するように、本発明は、本発明の種々の態様、実施形態、および特徴が構成されている方法およびシステムの要素を提供する。

本発明の、特徴、性質、および長所は、別途記載する詳細な説明を、図面と共に参照することによって、一致する参照符号により全体的に対応して同定され、より明らかになるであろう。

#### 【発明を実施するための最良の形態】

#### 【0013】

#### 【実施例】

#### 【0014】

図1は、本発明の種々の態様および実施形態を実行することができる多重入力多重出力(multiple-input multiple-output, MIMO)通信システム100の図である。通信システム100は、本明細書に記載されている符号化方式を実行するように設計することができる。システム100は、アンテナ、周波数、および時間のダイバーシティの組合せを用いて、スペクトル効率を向上し、性能を改良し、融通性を高めるように動作することもできる。向上したスペクトル効率は、使用可能なシステムのバンド幅をよりよく利用できる時と場所において、ビット/秒/ヘルツ(bit per second per Hertz, bps/Hz)における伝送能力がより高いことを特徴とする。性能の向上は、例えば、所与のリンクの信号対雑音および干渉比(signal-to-noise-plus-interference, SNR)に対する、ビット誤り率(bit-error-rate, BER)またはフレーム誤り率(frame-error-rate, FER)がより低くなることによって量子化される。高められた融通性は、種々の、一般に全く異なる要件を有する多数のユーザに適應する能力によって特徴付けられる。これらの目標の一部は、高性能で効率的な符号化方式、マルチキャリア変調、時分割多重化(time division multiplexing, TDM)、多数の送信アンテナおよび/または受信アンテナ、他の技術、あるいはその組合せを用いることによって実現する。本発明の特徴、態様、および長所については、さらに詳しく別途記載する。

#### 【0015】

図1に示されているように、通信システム100には第1のシステム110および第2のシステム150が構成されていて、第1のシステム110は、第2のシステム150と通信する。システム110内では、データ源112は、データ(すなわち、情報ビット)を符号器114へ供給し、符号器114は特定の符号化方式にしたがってデータを符号化する。符号化により、データ伝送の信頼性が向上する。次に、符号化されたビットは、チャンネルインターリーブ116へ供給され、特定のインターリーブ方式にしたがってインターリーブ(すなわち、順序変更)される。インターリーブングして、符号化されたビットに時間および周波数のダイバーシティを行い、データ伝送に使用されるサブチャンネルの平均SNRに基づいてデータを伝送し、フェージングを抑制し、さらに加えて、使用する符号化されたビット間の相関関係を取り除いて、各変調記号を形成する。次に、インターリーブされたビットをパンクチャ(すなわち、削除)して、必要数の符号化されたビットを用意する。符号化、チャンネルインターリーブング、およびパンクチャリングについては、さらに詳しく別途記

載する。パンクチャされていない符号化されたビットは、記号マッピング素子118へ供給される。

【0016】

OFDMシステムでは、動作周波数バンドは、多数の“周波数サブチャンネル”（すなわち、周波数ビン）へ効率的に分割される。各“時間スロット”（すなわち、周波数サブチャンネルのバンド幅に依存する特定の時間間隔）において、各周波数サブチャンネル上で、“変調記号”が伝送される。さらに詳しく別途記載されているように、OFDMシステムは、MIMOモードで動作し、MIMOモードでは、多数（ $N_T$ ）の送信アンテナおよび多数（ $N_R$ ）の受信アンテナをデータ伝送に使用する。MIMOチャンネルは、 $N_C \leq N_T$  および  $N_C \leq N_R$  として、 $N_C$  本の独立チャンネルへ分解される。各  $N_C$  本の独立チャンネルは、MIMOチャンネルの“空間サブチャンネル”とも呼ばれ、これは、次元に対応する。MIMOモードでは、より高い次元が実現し、各時間スロットにおいて、 $N_C$  個の変調記号が、各周波数サブチャンネルの  $N_C$  本の空間のサブチャンネル上を伝送される。OFDMシステムが、MIMOモード以外で動作するときは、空間のサブチャンネルは1本のみである。各周波数サブチャンネル／空間サブチャンネルも“伝送チャンネル”と呼ばれる。MIMOモードおよび空間サブチャンネルについては、さらに詳しく別途記載する。

【0017】

特定の動作レベルにおいて各変調記号ごとに送られる情報ビット数は、伝送チャンネルのSNRに依存する。各伝送チャンネルでは、記号マッピング素子118は、1組のパンクチャされていない符号化されたビットをまとめて、その伝送チャンネルの非二値記号を形成する。次に、非二値記号は変調記号へマップされ、変調記号は、伝送チャンネルに対して選択された変調方式に対応する信号配列内の点を表わす。データ伝送に使用される全伝送チャンネルおよび各時間スロットに対して、ビットのグループ化および符号のマッピングが行われる。全伝送チャンネルの変調記号は、MIMOプロセッサ120へ供給される。

【0018】

（実行される場合は）実行される特定の“空間”ダイバーシティに依存して、MIMOプロセッサ120は、受信した変調記号をデマルチプレックスし、事前調整し、結合する。MIMO処理については、さらに詳しく別途記載する。各送信アンテナでは、MIMOプロセッサ120は、1時間スロットに1ベクトルから成る、変調記号ベクトルのストリームを供給する。各変調記号ベクトルには、所与の時間スロットごとの全周波数サブチャンネルの変調記号が含まれている。変調記号ベクトルの各ストリームは、それぞれの変調器（modulator, MOD）122によって受信されて、変調され、関係するアンテナ124を介して伝送される。

【0019】

図1に示されている実施形態では、受信システム150には、多数の受信アンテナ152が構成されていて、受信アンテナ152は送られた信号を受信して、受信した信号を各復調器（demodulator, DEMOD）154へ供給する。各復調器154は、変調器122において実行される処理に対応する処理を行なう。全復調器154からの復調符号は、MIMOプロセッサ156へ供給され、MIMOプロセッサ120において行われた処理を相補するやり方で処理される。伝送チャンネルの受信記号は、ビット計算ユニット158へ供給され、ビット計算ユニット158は、記号マッピング素子118によって実行された処理を相補する処理を行ない、受信ビットを示す値を供給する。デパンクチャ装置159は、消去（例えば、ゼロ値）を、システム110においてパンクチャされた符号化されたビットに挿入する。デパンクチャされた値は、チャンネルデインターリーブ160によってデインターリーブされ、復号器162によって復号化され、復号化されたビットを生成し、復号化されたビットは、データシンク164へ供給される。チャンネルのデインターリーブ、デパンクチャリング、および復号化は、送信機におけるチャンネルのインターリーブ、パンクチャリング、および符号化と相補するものである。

【0020】

図2は、MIMOシステム内の $N_T$  本中の1本の送信アンテナからのOFDM伝送をグラフで示している。図2において、水平方向の軸は時間を表わし、垂直方向の軸は周波数を表わす。この特定の例では、伝送チャンネルには、16本の周波数サブチャンネルが構成されていて、伝送チャンネルは、OFDMの記号系列を伝送するのに使用され、各OFDMの記号は、全16本の周波数サブチャンネルをカバーする。時分割多重化 (time division multiplexing, TDM) 構造も示されており、TDM構造では、データ伝送を時間スロットへ分割し、各時間スロットは特定の継続時間を有する。図2に示されている例では、時間スロットは、1変調記号の長さに等しい。

【0021】

使用可能な周波数サブチャンネルを使用して、シグナリング、音声、パケットデータ、などを伝送してもよい。図2に示されている特定の例では、時間スロット1の変調記号は、パイロットデータに対応し、パイロットデータは定期的に伝送され、受信機ユニットが同期して、チャンネル推定を行うのを支援する。時間および周波数上にパイロットデータを分配するための他の技術も使用される。パイロット変調記号は、通常は、特定のレートで伝送され、このレートは、普通は、通信リンクにおける変化を正確に追跡するのに十分な速さになるように選択される。

【0022】

パイロット伝送に使用されない時間スロットを使用して、種々のタイプのデータを伝送することができる。例えば、周波数サブチャンネル1は制御データを、周波数サブチャンネル2は同報通信データを、受信機ユニットへ伝送するために確保されている。これらのサブチャンネル上のデータは、一般に、全受信機ユニットによって受信されることを意図されている。しかしながら、制御チャンネル上のメッセージの一部はユーザ別であり、それに応じて符号化される。

【0023】

音声データおよびパケットデータは、残りの周波数サブチャンネルにおいて伝送される。図示されている例では、サブチャンネル3は、時間スロット2ないし9において音声呼1に使用され、サブチャンネル4は、時間スロット2ないし9において音声呼2に使用され、サブチャンネル5は、時間スロット5ないし9において音声呼3に使用され、サブチャンネル6は、時間スロット7ないし9において音声呼5に使用される。

【0024】

残りの使用可能な周波数サブチャンネルおよび時間スロットは、トラヒックデータを伝送するのに使用される。特定のデータが、多数のサブチャンネルまたは多数の時間スロット、あるいはこの両者において伝送されることもあり、多数のデータが、特定の時間スロット中に伝送されることもある。データは、不連続の時間スロット上で伝送されることもある。

【0025】

図2に示されている例では、データ1の伝送は、時間スロット2において周波数サブチャンネル5ないし16を使用し、時間スロット7においてサブチャンネル7ないし16を使用し、データ2の伝送は、時間スロット3および4においてサブチャンネル5ないし16を使用し、時間スロット5においてサブチャンネル6ないし16を使用し、データ3の伝送は、時間スロット6においてサブチャンネル6ないし16を使用し、データ4の伝送は、時間スロット8においてサブチャンネル7ないし16を使用し、データ5の伝送は、時間スロット9においてサブチャンネル7ないし11を使用し、データ6の伝送は、時間スロット9においてサブチャンネル12ないし16を使用する。データ1ないし6の伝送は、受信機ユニットへのトラヒックデータの伝送を表わす。

【0026】

伝送に融通性を与えて、高い性能および効率を実現するために、各送信アンテナごとの各時間スロットにおける各周波数サブチャンネルを、独立の伝送単位 (変調記号) と考えて、これを使用して、パイロット、シグナリング、同報通信、音声、トラヒックデータ、他のデータタイプ、またはその組み合わせのようなデータタイプを伝送することができる。

別途記載するように、変調記号を独立させることによって、融通性、性能、効率も実現できる。例えば、各変調記号は、特定の時間、周波数、および空間において資源を最適に使用する変調方式（例えば、M-PSK、M-QAM、または他の方式）から生成される。

#### 【0027】

##### MIMOシステム

地上通信システム（例えば、セルラシステム、同報通信システム、マルチチャネル マルチポイント分配システム（multi-channel multi-point distribution system, MMDS）、など）において、送信機ユニットからのRF変調信号は、多数の伝送経路を経由して受信機ユニットに到達する。伝送経路の特徴は、一般に、多数の要素によって時間にわたって変化する。2本以上の送信または受信アンテナを使用するとき、および送信アンテナと受信アンテナとの間の伝送経路が線形に独立しているとき（すなわち、一方の伝送が他方の伝送の線形の組合せとして形成されないとき）（これらは、一般に、少なくとも一定の範囲において真である）、伝送信号を正しく受信する確率は、アンテナ数が増加するのにわたって高まる。一般に、送信アンテナおよび受信アンテナの数が増加するのにわたって、ダイバーシティは増加し、性能が向上する。

#### 【0028】

図1に示されているようなMIMO通信システムでは、通信リンクの送信端と受信端の両者においてアンテナを用いている。これらの送信アンテナおよび受信アンテナを使用して、種々の形態の“空間ダイバーシティ”（例えば、“送信”ダイバーシティおよび“受信”ダイバーシティ）を供給する。空間ダイバーシティは、多数の送信アンテナと1本以上の受信アンテナとを使用することによって特徴付けられる。送信ダイバーシティは、多数の送信アンテナによってデータを送ることによって特徴付けられる。一般に、送信アンテナから送られたデータに対して、追加の処理を行って、希望のダイバーシティを実現する。例えば、異なる送信アンテナから送られたデータに対して、遅延または時間上の順序変更をし、使用可能な送信アンテナにおいて符号化およびインターリーブする、などである。受信ダイバーシティは、多数の受信アンテナ上で送られた信号を受信することによって特徴付けられ、ダイバーシティは、異なる信号経路を経由した信号を単に受信することによって実現する。

#### 【0029】

空間ダイバーシティは、リンク容量が増加しても、または増加しなくても、通信リンクの信頼性を向上するのに使用される。これは、多数のアンテナを経由して、多数の経路上でデータを送信または受信することによって実現する。空間ダイバーシティは、通信リンクの特徴に基づいて動的に選択を行って、要求される性能を得るものである。より高い程度の空間ダイバーシティは、例えば、幾つかのタイプの通信（例えば、シグナリング）、幾つかのタイプのサービス（例えば、音声）、幾つかの通信リンクの特徴（例えば、低SNR）、または幾つかの他の条件または考慮すべき事項において得られる。

#### 【0030】

希望のダイバーシティを得るために、データを多数のアンテナから、または多数の周波数サブチャネル上で、あるいはこの両者で送ってもよい。例えば、データは、（1）1本のアンテナから1本のサブチャネル上で、（2）多数のアンテナから1本のサブチャネル（例えば、サブチャネル1）上で、（3）全 $N_T$ 本のアンテナから1本のサブチャネル上で、（4）1本のアンテナから1組のサブチャネル（例えば、サブチャネル1および2）上で、（5）多数のアンテナから1組のサブチャネル上で、（6）全 $N_T$ 本のアンテナから1組のサブチャネル上で、または（7）1組のアンテナから1組のチャネル上で（例えば、1時間スロットにおいてアンテナ1および2からサブチャネル1上で、他の時間スロットにおいてアンテナ2からサブチャネル1および2上で、など）伝送される。したがって、サブチャネルおよびアンテナの組合せを使用して、アンテナおよび周波数ダイバーシティを得る。

#### 【0031】

MIMO通信システムでは、多重入力多重出力チャネルは、1組の $N_C$ 本の独立の空間

サブチャンネルへ分解される。このような空間サブチャンネルの数は、送信アンテナ数および受信アンテナ数のより少ない方以下である（すなわち、 $N_C \leq N_T$  および  $N_C \leq N_R$ ）。 $H$ が、特定の時間において  $N_T$  本の送信アンテナおよび  $N_R$  本の受信アンテナに対するチャンネル応答を与える  $N_R \times N_T$  の行列であって、 $\underline{x}$ がチャンネルへの  $N_T$  -ベクトル入力であるとき、受信信号は、次に示す式で表現できる；

$$\underline{y} = H \underline{x} + \underline{n}$$

なお、 $\underline{n}$ は、 $N_R$  -ベクトルは雑音と干渉との和を表わす。1つの実施形態では、チャンネル行列と共役転置（conjugate-transpose）との積によって形成されたエルミート行列の固有ベクトルの分解は、次に示す式で表現できる；

$$H^* H = E \Lambda E^*$$

なお、符号“\*”は共役転置を示し、 $E$ はエルミート行列であり、 $\Lambda$ は、次元  $N_T \times N_T$  の両者で固有値の対角行列である。

#### 【0032】

送信機は、固有ベクトル行列  $E$  を使用して、1組の  $N_T$  個の変調記号  $b$  を変換する（すなわち、事前調整する）。 $N_T$  本の送信アンテナからの送信された変調記号は、次に示す式で表現できる；

$$\underline{x} = E \underline{b}$$

全てのアンテナでは、次に示す行列乗算演算によって、変調記号の事前調整を実現することができる。

#### 【0033】

##### 【数1】

$$\begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_{N_T} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_{11} & e_{12} & \dots & e_{1N_T} \\ e_{21} & e_{22} & \dots & e_{2N_T} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ e_{N_T1} & e_{N_T2} & \dots & e_{N_TN_T} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ \vdots \\ b_{N_T} \end{bmatrix} \quad \text{式 (1)}$$

$b_1, b_2, \dots$  および  $b_{N_T}$  は、それぞれ、送信アンテナ 1, 2, ...,  $N_T$  における特定の周波数サブチャンネルの変調記号を表わし、各変調記号は、別途記載するように、例えば  $M$ -PSK、 $M$ -QAM、などを使用して生成することができる；

$E$  は、送信アンテナから受信アンテナへの伝送特徴に関する固有ベクトルの行列である；

$x_1, x_2, \dots, x_{N_T}$  は、事前調整された変調記号であり、次のように示すことができる；

$$\begin{aligned} x_1 &= b_1 \cdot e_{11} + b_2 \cdot e_{12} + \dots + b_{N_T} \cdot e_{1N_T}, \\ x_2 &= b_1 \cdot e_{21} + b_2 \cdot e_{22} + \dots + b_{N_T} \cdot e_{2N_T}, \text{ および} \\ x_{N_T} &= b_1 \cdot e_{N_T1} + b_2 \cdot e_{N_T2} + \dots + b_{N_T} \cdot e_{N_TN_T} \end{aligned}$$

受信記号は、次に示す式で表わすことができる；

$$y = H E \underline{b} + \underline{n}$$

受信機は、チャンネル整合フィルタ処理を行い、次に正しい固有ベクトルによって乗算す

る。チャンネルー整合ーフィルタ処理の結果は、ベクトル $\underline{z}$ であり、次の式で表現される；

【0034】

【数2】

$$\underline{z} = E^* H^* H E \underline{b} + E^* H^* \underline{n} = \Lambda \underline{b} + \hat{\underline{n}}$$

なお、新しいノイズ項は共役を有し、次に示す：

$$E(\hat{\underline{n}} \hat{\underline{n}}^*) = E(E^* H^* \underline{n} \underline{n}^* H E) = E^* H^* H E = \Lambda$$

すなわち、雑音成分は独立していて、かつ固有値によって与えられる変数を有する。 $\underline{z}$ の*i*番目の成分のSNRは、 $\lambda_i$ 、すなわち $\Lambda$ の*i*番目の対角成分である。

MIMO処理の実施形態は、2000年5月22日に出願された米国特許出願第09/532,491号（“HIGH EFFICIENCY, HIGH PERFORMANCE COMMUNICATIONS SYSTEM EMPLOYING MULTI-CARRIER MODULATION”）に記載されており、第09/532,491号は本出願の譲受人に譲渡され、本明細書において参考文献として取り上げられている。

【0035】

これらのチャンネルが互いに独立しているときは、上述の実施形態に記載されているMIMOチャンネル内の $N_C$ 本の空間サブチャンネルの各々は、固有モード（eigenmode）とも呼ばれる。MIMOモードでは、各変調記号は、各周波数サブチャンネルにおいて各固有モードで伝送することができる。各SNRは各固有モードごとに異なるので、各固有モードで伝送されるビット数も異なる。既に記載したように、各周波数サブチャンネルの各固有モードも、伝送チャンネルと呼ばれる。

【0036】

他の実施形態では、空間サブチャンネルは、異なるように生成される。例えば、空間サブチャンネルは、1本の送信アンテナから全受信アンテナへの伝送として定義することができる。

ここで使用されているように、MIMOモードには、全チャンネル状態情報（full channel state information, full-CSI）および部分-CSI処理モードが含まれる。全-CSIと部分-CSIの両者において、追加の伝送経路は、空間的に分かれたサブチャンネルによって与えられる。既に記載したように、全-CSI処理は固有モードを使用する。部分-CSI処理では、固有モードを使用せず、各伝送チャンネル（すなわち、受信ダイバーシティポート）ごとに（例えば、逆方向リンク上のフィードバックを介して）送信機ユニットへSNRを供給し、受信したSNRに基づいて符号化することを含む。

【0037】

受信機ユニットにおいて多数の式を使用して、部分-CSIの必要情報を供給する。部分-CSIの必要情報には、この技術において知られているように、ゼロフォーシング（zero-forcing）、チャンネル相関行列反転（channel correlation matrix inversion, CCI）、および最小平均平方誤差（minimum mean square error, MMSE）が含まれる。例えば、非線形のゼロフォーシング（部分-CSI）のMIMOの場合のSNRの導出については、P.W. Wolniansky、他による文献（“V-BLAST: An Architecture for Realizing Very High Data Rates Over the Rich-Scattering Wireless Channel”, Proc. IEEE ISSE-98, Pisa, Italy, Sept. 30, 1998）に記載されており、これは、本明細書において参考文献として取り上げられている。MIMOの式からの固有値は、全-CSIの場合の固有モードのSNRに関係する。非-MIMOの場合は、この技術において知られている方法の組合せを使用することができる。

【0038】

各伝送チャンネルは、送信機と受信機の両者に分かっているSNRで関係付けられる。この場合は、対応する伝送チャンネルのSNRに基づいて、各変調記号の変調および符号化

パラメータを判断することができる。これは、使用可能な周波数サブチャネルおよび固有モードを効率的に使用することができる。

#### 【0039】

表1には、情報ビット数、すなわち各変調記号において、種々のSNRの範囲において特定の性能レベル（例えば、1%のフレームエラーレート（frame error rate）、すなわち%FER）で送られる情報ビット数が記載されている。各SNRの範囲において、表1には、そのSNRの範囲で使用するために選択された特定の変調方式、選択された変調方式で各変調記号において伝送される符号化されたビット数、および支援される数の情報ビット／変調記号を与えられたときに、必要な数の符号化されたビット／変調記号を得るのに使用される符号化レートも記載されている。

#### 【0040】

表1には、各SNRの範囲ごとの、変調方式および符号化レートの1つの組合せが記載されている。各伝送チャネルにおいて支援されるビットレートは、符号化レートおよび変調方式の多数の可能な組合せの中の1つを使用して、実現することができる。例えば、1記号に対する1情報ビットは、（1）1／2の符号化レートおよびQPSK変調、（2）1／3の符号化レートおよび8-PSK変調、（3）1／4の符号化レートおよび16-QAM、または（4）符号化レートと変調方式とその他の組合せを使用して、実現することができる。表1では、記載されているSNRの範囲において、1、QPSK、16-QAM、および64-QAMが使用されている。8-PSK、32-QAM、128-QAM、などのような他の変調方式も使用でき、本発明の技術的範囲内である。

#### 【0041】

#### 【表1】

表 1

SNR の範囲	情報ビット数 /記号	変調記号	符号化された ビット数/記号	符号化 レート
1.5 - 4.4	1	QPSK	2	1/2
4.4 - 6.4	1.5	QPSK	2	3/4
6.4 - 8.35	2	16 - QAM	4	1/2
8.35 - 10.4	2.5	16 - QAM	4	5/8
10.4 - 12.3	3	16 - QAM	4	3/4
12.3 - 14.15	3.5	64 - QAM	6	7/12
14.15 - 15.55	4	64 - QAM	6	2/3
15.55 - 17.35	4.5	64 - QAM	6	3/4
>17.35	5	64 - QAM	6	5/6

明らかにするために、本発明の種々の態様は、OFDMシステム、および多くの場合に、MIMOモードで動作するOFDMシステムについて記載されている。しかしながら、本明細書に記載されている符号化および処理技術は、一般に、種々の通信システム、例えば（1）MIMO以外で動作するOFDMシステム、（2）OFDM以外で動作する（すなわち、多数の部分サブチャネルではなく、単一の周波数サブチャネル、すなわち単一のRF搬送波に基づいて動作する）MIMOシステム、（3）OFDMで動作するMIMOシステム、および（4）その他に適用される。OFDMは、単に、広帯域チャネルを、多数の直交周波数サブチャネルへ細分するための1つの技術である。

#### 【0042】

符号化



図3 aは、並列連結された畳込み符号器114xの1つの実施形態のブロック図であり、並列連結された畳込み符号器114xは、しばしばターボ符号器と呼ばれる。ターボ符号器114xは、図1の符号器の順方向誤り訂正 (forward error correction, FEC) 部分の1つの構成を表わして、2本以上の伝送チャンネル上で伝送するデータを符号化するのに使用できる。

【0043】

符号器114における符号化には、誤り訂正符号化、または誤り検出符号化、あるいはこの両者が含まれ、リンクの信頼性を向上するのに使用される。符号化には、例えば、巡回冗長検査 (cyclic redundancy check, CRC) の符号化、畳込み符号化、トレリス符号化、ブロック符号化 (例えば、リードソロモン符号化)、他のタイプの符号化、あるいはこれらの組み合わせが含まれる。無線通信システムでは、パケットデータは、特定のCRC符号で最初に符号化され、CRCビットはデータパケットに付される。追加のオーバーヘッドビットは、データパケットへ付され、フォーマットされたデータパケットを形成し、フォーマットされたデータパケットは、畳込みまたはターボ符号で符号化される。本明細書で使用されているように、“情報ビット”は、畳込みまたはターボ符号器へ供給されるビット (例えば、伝送されたデータビットと、伝送されたビットに誤り検出または訂正の能力を与えるのに使用されるビット) を指す。

【0044】

図3 aに示されているように、ターボ符号器114xには、2つの構成符号器312aおよび312bと、符号インターリーブ314とが構成されている。構成符号器312aは、第1の構成符号にしたがって、情報ビット、xを受信して、符号化し、第1の系列のテールおよびパリティビット、yを生成する。符号インターリーブ314は、情報ビットを受信して、特定のインターリーブ方式にしたがってインターリーブする。構成符号器312bは、第2の構成符号にしたがってインターリーブされたビットを受信して、符号化して、第2の系列のテールおよびパリティビット、zを生成する。符号器312aおよび312bからの情報ビット、テールビット、およびパリティビットは、次の処理要素 (チャンネルインターリーブ116) へ供給される。

【0045】

図3 bは、ターボ符号器114yの1つの実施形態の図であり、これはターボ符号器114xの1つの構成であり、図1の符号器114内でも使用できる。この例では、ターボ符号器114yは、1/3レート (one-third rate) の符号器であり、各情報ビットxに対して、2つのパリティビット、yおよびzを供給する。

【0046】

図3 bに示されている実施形態では、ターボ符号器114yの各構成符号器322は、構成符号に対して次に示す伝達関数を実行する：

【0047】

【数3】

$$G(D) = \left[ 1 \quad \frac{n(D)}{d(D)} \right],$$

なお

$$n(D) = 1 + D + D^3, \text{ および}$$

$$d(D) = 1 + D^2 + D^3$$

他の構成符号も使用でき、本発明の技術的範囲内である。

各構成符号器322には、多数の直列接続された遅延素子332、多数のモジュロー2加算器334、およびスイッチ336が構成されている。最初に、遅延素子332の状態はゼロに設定されており、スイッチ336はアップ位置である。次に、データパケット内の各情報ビットにおいて、加算器334aは、情報ビットと、加算器334cからの出力ビットとをモジュロー2加算し、その結果を遅延素子332aへ供給する。加算器334bは、加算器334aと、遅延素子332aおよび332cからのビットとをモジュロー2加算し、パリティビットyを供給する。加算器334cは、遅延素子332bおよび332cからのビットをモジュロー2加算する。

【0048】

データパケット内の全部でN個の情報ビットを符号化した後で、スイッチ336はダウン位置へ動かされ、3つのゼロ（“0”）ビットは構成符号器322aへ供給される。次に、構成符号器322aは3つのゼロビットを符号化して、3つのテールの系統的ビットおよび3つのテールパリティビットを供給する。

【0049】

N個の情報ビットの各パケットごとに、構成符号器322aはN個の情報ビットx、第1の3つのテールの系統的ビット、N個のパリティビットy、および第1の3つのテールパリティビットを供給し、構成符号器322bは、第2の3つのテールの系統的ビット、N個のパリティビットz、および最後の3つのテールのパリティビットを供給する。各パケットにおいて、符号器114yでは、符号器322aからはN個の情報ビット、6個のテールの系統的ビット、N+3個のパリティビットを供給し、符号器322bからはN+3個のパリティビットを供給する。

【0050】

符号インターリーバ314は、多数のインターリービング方式の中の1つを実行する。1つの特定のインターリービング方式では、パケット内のN個の情報ビットが、行ごとに、 $2^5$ 行 $\times$  $2^n$ 列の配列（nは最小の整数であり、 $N \leq 2^5 + n$ である）へ書込まれる。次に、行は、ビット反転の規則にしたがって、再構成される。例えば、1行目（“00001”）は16行目（“10000”）とスワップされ、3行目（“00011”）は24行目（“11000”）とスワップされる、などである。次に各行内のビットは、行別の線形コングルエンシャル系列（linear congruential sequence, LCS）にしたがって置換（すなわち、再配置）される。k行目のLCSは、 $x_k(i+1) = \{x_k(i) + c_k\} \bmod 2^n$ （ $i = 0, 1, \dots, 2^n - 1$ ,  $x_k(0) = c_k$ 、および $c_k$ は各行ごとに選択された特定の値であり、かつnの値に依存する）として定められる。各行における置換において、行内のi番目のビットは位置x(i)内に位置する。符号インターリーバ314内のビットは、列ごとに読み出される。

【0051】

上述のLCS符号インターリービング方式は、一緒に譲渡された1998年12月4日出願された米国特許出願第09/205,511号（“TURBO CODE INTERLEAVER USING LINEAR CONGRUENTI

AL SEQUENCES” )、および “C.S0002-A-1 Physical Layer Standard for cdma2000 Spread Spectrum Systems” (以下では、cdma2000標準規格と呼ぶ) にさらに詳しく記載されており、本明細書では、両文献を参考文献として取り上げている。

#### 【0052】

他の符号インターリーブも使用でき、本発明の技術的範囲内である。上述の線形コングルエンシャル系列インターリーブの代わりに、例えば、ランダムインターリーブまたは対称ランダム (symmetrical-random, S-random) インターリーブを使用してもよい。

#### 【0053】

明らかにするために、とくに、ターボ符号に基づくデータ符号化について記載する。他の符号化方式も使用でき、本発明の技術的範囲内である。例えば、データは、畳込み符号；ブロック符号；ブロック符号、畳込み符号、および／またはターボ符号の組合せから構成される連結符号；または他の符号から構成される。データは、“基礎” 符号にしたがって符号化され、その後で、符号化されたビットは、データを伝送するのに使用される伝送チャンネルの能力に基づいて処理 (例えば、パングチャ) される。

#### 【0054】

##### チャンネルインターリーブ

再び図1を参照すると、符号器114からの符号化されたビットは、チャンネルインターリーブ116によってインターリーブされ、悪い経路の影響 (例えば、フェージング) に対して時間および周波数ダイバーシティを行う。さらに加えて、符号化されたビットは、その後で一緒にまとめられて、非二値記号を形成し、非二値記号は変調記号へマップされるので、インターリーブにより、各変調記号を形成する符号化されたビットが (一時的に) 互いに近くに位置しないことが保証される。静的な付加のホワイトガウス雑音 (additive white Gaussian noise, AWGN) チャンネルでは、ターボ符号器も用いられるときは、符号インターリーブが同様の機能を効率的に行うので、チャンネルインターリーブの重要性は低減する。

#### 【0055】

チャンネルインターリーブでは、種々のインターリーブ方式が使用される。1つのインターリーブ方式では、各パケットごとに、符号化されたビット (すなわち、情報、テール、およびパリティビット) がメモリの行へ (線形に) 書き込まれる。各行内のビットは、(1) ビット反転規則、(2) 線形のコングルエンシャル系列 (例えば、上述で、符号インターリーブに関して記載されているもの)、(3) ランダムに生成されたパターン、または (4) 他のやり方で生成された置換パターンに基づいて、置換 (すなわち、再配置) される。行は、特定の行置換パターンにしたがって置換される。置換された符号化されたビットは、各列から検索され、パングチャ装置117へ供給される。

#### 【0056】

1つの実施形態では、チャンネルインターリーブは、パケット内の各ビットストリームごとに個々に行われる。各パケットごとに、情報ビットx、第1の構成符号器からのテールおよびパリティビットy、および第2の構成符号器からのテールおよびパリティビットzは、3つの別々のインターリーブによってインターリーブされる。3つの別々のインターリーブにおいて用いられるインターリーブ方式は、同じであっても、異なってもよい。この別々のインターリーブにより、個々のビットストリームに対して融通の利くパングチャリングを行うことができる。

#### 【0057】

希望の時間および周波数のダイバーシティを行うために、インターリーブ間隔を選択する。例えば、特定の時間間隔 (例えば、10ミリ秒、20ミリ秒、またはそれ以外)、または特定数の伝送チャンネル、あるいはこの両者に対して、符号化されたビットをインターリーブしてもよい。

#### 【0058】

##### パングチャリング

既に記載されているように、OFDM通信システムでは、各変調記号において送られる情

報ビット数は、変調記号を送るのに使用される伝送チャンネルのSNRに依存する。MIMOモードで動作するOFDMシステムでは、各変調記号において送られる情報ビット数は、変調記号を送るのに使用される周波数サブチャンネルおよび空間サブチャンネルのSNRに依存する。

【0059】

本発明の1つの態様にしたがって、多数の符号化／バンクチャリング方式を使用して、伝送するための符号化されたビット（すなわち、情報、テール、およびパリティビット）を生成する。第1の符号化／バンクチャリング方式では、特定の基礎符号および共通のバンクチャリングを全ての伝送チャンネルに適用する。第2の符号化／バンクチャリング方式では、同じ基礎符号であるが、可変のバンクチャリングを伝送チャンネルに適用する。可変のバンクチャリングは、伝送チャンネルのSNRに依存する。

【0060】

図4aは、基礎符号および共通のバンクチャリング方式を用いて、データ伝送に必要な符号化されたビットを生成する実施形態のフローチャートである。最初に、ステップ412では、各伝送チャンネル（すなわち、各周波数サブチャンネルの各固有モード）のSNRを判断する。MIMOモード以外で動作するOFDMシステムでは、1つの固有モードのみが支援され、各周波数サブチャンネルごとに、1つのみのSNRが判断される。各伝送チャンネルのSNRは、伝送されるパイロット参照に基づいて、または幾つかの他の機構を介して判断される。

【0061】

ステップ414では、SNRに基づいて、各伝送チャンネルによって支援される1変調記号に対する情報ビット数を判断する。表1のような、一定の範囲のSNRを、各特定数の情報ビット／変調記号と関係付ける表を使用する。しかしながら、表1に示されている情報ビットに対する0.5ビットのステップサイズよりも、より細かい量子化を使用してもよい。次に、ステップ416では、各伝送チャンネルごとに変調方式を選択し、情報ビット数／変調記号を伝送できるようにする。さらに詳しく別途記載するように、他の要素（例えば、符号化の複雑性）を考慮して、変調方式を選択してもよい。

【0062】

ステップ418では、全伝送チャンネルにおいて、各時間スロット内で伝送される情報ビットの合計数を判断する。これは、全伝送チャンネルにおいて判断される情報ビット数／変調記号を加算することによって達成される。同様に、ステップ420では、全ての伝送チャンネルにおいて、各時間スロット内で伝送される符号化されたビットの合計数を判断する。ステップ416において選択された各変調方式における符号化されたビット／変調記号数を判断し、さらに全伝送チャンネルごとに符号化されたビット数を加算することによって、これを達成することができる。

【0063】

ステップ422では、ステップ418で判断された合計数の情報ビットを、特定の符号器を使用して符号化する。ターボ符号器を使用するときは、符号器によって生成されたテールビットおよびパリティビットにバンクチャして、ステップ420において判断された符号化されたビットの合計数を求める。次に、ステップ426では、バンクチャされていない符号化されたビットを非二値記号へまとめて、それらを、伝送チャンネルの変調記号へマップする。

【0064】

第1の符号化／バンクチャリング方式では、全ての伝送チャンネルにおいて、同じ基礎符号およびバンクチャリング方式を使用するので、実行するのが比較的に簡単である。各伝送チャンネルにおける変調記号は、その伝送チャンネルに対して選択された変調方式に対応する信号配列内の点を表わしている。伝送チャンネルにおけるSNRの分布が広がると、異なる信号配列における雑音の分散に関係する配列点間の距離は、大きく広がる。これは、システムの性能に影響を与える。

【0065】

図4 bは、同じ基礎符号であるが、可変のパンクチャリング方式を用いて、データ伝送に必要な符号化されたビットを生成するための実施形態のフローチャートである。最初に、ステップ432では、各伝送チャンネルに対するSNRを判断する。1つの実施形態では、不十分なSNRの伝送チャンネルを、データ伝送に使用しない（すなわち、劣悪な伝送チャンネル上ではデータは送られない）。ステップ434では、各伝送チャンネルによって支援される1変調記号に対する情報ビット数を、SNRに基づいて判断する。ステップ436では、各伝送チャンネルごとに、変調方式を選択し、情報ビット数／変調記号を判断できるようにする。図4 bのステップ432、434、および436は、図4 aのステップ412、414、および416に対応する。

#### 【0066】

ステップ438では、同じSNRの範囲に属する伝送チャンネルを、1セグメントにまとめる。その代りに、1変調記号に対する情報ビット数の範囲を定めてもよい（例えば、範囲1は、1.0ないし1.5の情報ビット／変調記号、範囲2は、1.5ないし2.0の情報ビット／変調記号、など）。この場合に、同じ範囲内の1変調記号に対する情報ビット数を有する伝送チャンネルを、1セグメントにまとめる。

#### 【0067】

各セグメントには、 $K_i$  ( $K_i$  は1以上の任意の整数)本の伝送チャンネルが構成されている。ステップ440では、各セグメントにおいて伝送できる情報ビットの合計数と、符号化されたビットの合計数とを判断する。例えば、セグメント*i*には、 $K_i$ 本の伝送チャンネルが構成されており、各伝送チャンネルは、 $N_i$ 個の情報ビット／変調記号と $P_i$ 個のテールおよびパリティビット／変調記号を支援する。各時間スロットでは、セグメント*i*において伝送される情報ビットの合計数を、 $K_i \cdot N_i$ として計算し、伝送されるテールおよびパリティビットの合計数を、 $K_i \cdot P_i$ として計算し、符号化されたビットの合計数を、 $K_i (N_i + P_i)$ として計算する。

#### 【0068】

#### 【数4】

ステップ422では、全セグメントにおいて、各時間スロット内で伝送される情報ビット、すなわち  $\sum_i K_i N_i$  として計算される情報ビットを、特定のエンコーダ（例えば、図3 bに示されているような、1/3レートのターボエンコーダ）で符号化する。

ステップ444では、 $N_i$ 個の情報ビットおよび $N_i/R$  ( $R$ は、符号器の符号化レートである)個のパリティおよびテールビットを、セグメント*i*の各伝送チャンネルに割り当てる。次に、ステップ446では、 $N_i/R$ 個のパリティおよびテールビットをパンクチャして、セグメントの各伝送チャンネルに必要な $P_i$ 個のパリティおよびテールビットを求める。ステップ448では、セグメント*i*の各伝送チャンネルごとに、 $N_i$ 個の情報ビットおよび $P_i$ 個のパリティおよびテールビットを、伝送チャンネルの変調記号へマップする。

#### 【0069】

第2の符号化／パンクチャリング方式では、とくに、伝送チャンネルのSNRの分布が広がり、第1の方式よりも向上した性能を与える。異なる伝送チャンネルにおいて、異なる変調方式および符号化レートを使用するので、各伝送チャンネル上で伝送されるビット数は、一般に、逆方向リンク上で受信機から送信機へ送られる。

#### 【0070】

表1には、0.5ビットのステップサイズを使用して、情報ビット数／変調記号の量子化が示されている。（各伝送チャンネルではなく）各セグメントが、整数の情報ビットを支援するのに必要であるとき、量子化の細分性 (quantization granularity) を低減する（すなわち、0.5ビットよりも細くなる）。 $K_i \cdot N_i$  が整数であることが必要である。

とき、 $K_i$  の整数値がより大きくなると、 $N_i$  のステップサイズをより小さくすることができる。セグメントごとに量子化できるときは、量子化の細分性はさらに低減される。例えば、1つのセグメント内で、1ビットを四捨五入する必要があるときは、適切であれば、次のセグメント内で、1ビットを四捨五入する必要がある。多数の時間スロットにおいて、量子化をする必要があるときも、同様に、量子化の細分性が低減する。

#### 【0071】

OFDMシステム（とくに、MIMOモードで動作するOFDMシステム）を支援して、伝送チャンネルにおいて異なるSNRを実現するために、共通の基礎符号器（例えば、1/3レートのターボ符号器）と共に、融通の利くバンクチャリング方式を使用して、必要な符号化レートを実現する。この融通の利くバンクチャリング方式を使用して、各セグメントごとに、必要な数のテールおよびパリティビットを得ることができる。高い符号化レートでは（テールおよびパリティビットが保持されているよりも、より多くバンクチャされる）、テールおよびパリティビットが符号器によって生成されると、それらを必要な数だけ保持して、それ以外を捨てることによって、バンクチャリングを効率的に実現する。

#### 【0072】

例えば、1セグメントには、20個の16-QAMの変調記号が構成されていて、2.75情報ビット/変調記号の伝送を支援するSNRを有する。このセグメントでは、20個の変調記号において、55個の情報ビット（ $55 = 20 \times 2.75$ ）が伝送される。各16-QAMの変調記号は、4つの符号化されたビットで形成され、20個の変調記号には、80個の符号化されたビットが必要である。55個の情報ビットを1/3レートの符号器で符号化して、122個のテールおよびパリティビットおよび55個の情報ビットを生成する。これらの122個のテールおよびパリティビットをバンクチャして、セグメントに必要な35個のテールおよびパリティビットを得る。このセグメントには、55個の情報ビットと組合せて、80個の符号化されたビットが構成されている。

#### 【0073】

図1を再び参照すると、バンクチャ装置117は、チャンネルインターリーブ116から、インターリーブされた情報およびパリティビットを受信し、テールおよびパリティビットの一部をバンクチャ（すなわち、削除）して、希望の符号化レートを実現し、バンクチャされていない情報、テール、およびパリティビットを一系列の符号化されたビットへ多重化する。情報ビット（系統的ビットとも呼ばれる）をテールおよびパリティビットと共にバンクチャしてもよく、本発明の技術的範囲内である。

#### 【0074】

図3cは、符号化されたビットの可変のバンクチャリングを行うのに使用されるバンクチャ装置117xの1つの実施形態の図である。バンクチャ装置117xは、図1のバンクチャ装置117の1組の構成である。バンクチャ装置117xは、1つの計数器を使用して、セグメント*i*において符号器によって生成される $Q_i$ 個のテールおよびパリティビットから、 $P_i$ 個のテールおよびパリティビットを保持するようにバンクチャリングを行なう。

#### 【0075】

バンクチャ装置117x内では、ターボ符号器の2つの構成符号器からのインターリーブされたテールおよびパリティビット $y_{INT}$ および $z_{INT}$ を、スイッチ342の2つの入力へ供給する。スイッチ342は、トグルユニット348からの制御信号に依存して、 $y_{INT}$ のテールおよびパリティビットまたは $z_{INT}$ のテールおよびパリティビットをライン343へ供給する。スイッチ342により、2つのテールおよびパリティビットのストリームを交互にすることによって、2つの構成符号器からのテールおよびパリティビットが等しく選択されることが保証される。

#### 【0076】

第1の計数器352は、モジュロ-Q加算を行って、その内容が $Q-1$ を越えた後で、ラップアラウンドする。第2の計数器354は、 $Q$ のテールおよびパリティビットを（1個分）計数する。各セグメントにおいて、計数器352および354は最初はゼロに設定され、スイッチ342は、アップ位置であり、スイッチ344を閉じて、マルチプレクサを適切に制御する

ことによって、第1のテールまたはパリティビット $y_{INT0}$ がマルチプレクサ346から供給される。各次のクロックサイクルでは、計数器352は、Pをインクリメントされ、計数器354は、1をインクリメントされる。計数器352の値は、決定ユニット356へ供給される。計数器352がモジュロQの演算を経る（すなわち、計数器352の内容がラップアラウンドする）とき、ライン343上のテールまたはパリティビットはスイッチ344を介してマルチプレクサ346へ供給され、次にテールまたはパリティビットを出力された符号化されたビットとして供給する。テールまたはパリティビットがマルチプレクサ346から供給されるたびに、トグルユニット348は制御信号の状態をトグルし、他のテールおよびパリティビットストリームはライン343へ供給される。比較ユニット358によって示されることにより、セグメント内の全ての $Q_i$ 個のテールおよびパリティビットが枯渇するまで、プロセスは続く。

【0077】

他のバンクチャリングパターンを使用してもよく、本発明の技術的範囲内である。良好な性能を得るために、バンクチャされるテールおよびパリティビットの数の平衡を2つの構成符号間でとって（すなわち、ほぼ同数の $y_{INT}$ および $z_{INT}$ のテールおよびパリティビットが選択される）、バンクチャされていないビットを、各セグメントごとに符号ブロック上で比較的に均等に分散させる。

【0078】

ある特定の例において、情報ビット数は、伝送チャンネルの容量よりも少ない。このような場合は、使用可能で、かつ満たされていないビット位置は、符号化されたビットの一部を反復することによって、すなわち他の方式によって、ゼロのパディングで満たされる。幾つかの方式では、伝送電力も低減できる。

【0079】

#### グレイマッピング

1つの実施形態では、使用するために選択された各変調方式（例えば、QPSK、16-QAM、64-QAM、など）において、グレイマッピングを使用して、変調方式の信号配列内の点を定める。別途記載するように、グレイマッピングは、誤りの確率がより高い事象におけるビットの誤り数を低減する。

【0080】

図5は、16-QAMの信号配列で、特定のグレイマッピング方式のダイヤグラムである。16-QAMの信号配列には、16個の点が構成されていて、各点は、特定の4ビット値と関係付けられている。グレイマッピングにおいて、4ビット値は、信号配列内の点と関係付けられていて、（水平方向または垂直方向における）隣合う点の値は、1ビット位置が異なる。点の値は、より多くのビット位置分、さらに異なる（例えば、対角方向に隣合う位置の値は、2ビット位置が異なる）。

【0081】

4つの符号化されたビット（ $b_1$   $b_2$   $b_3$   $b_4$ ）の各グループは、4つの符号化されたビットの値と同じ値と関係付けられている信号配列内の特定の点にマップされる。例えば、4つの符号化されたビットの（“0111”）の値は、信号配列内の点512へマップされる。この点は、4つの符号化されたビットの変調記号を表わす。16-QAMでは、各変調記号は、信号配列内の16個の点の中の特定の1つの点を表わし、特定の点は4つの符号化されたビットの値によって判断される。各変調記号は、複素数（ $c + j d$ ）として表現され、次の処理素子（すなわち、図1内のMIMOプロセッサ120）へ供給される。

【0082】

受信機ユニットでは、変調記号は、雑音と共に受信され、一般に信号配列内の正確な位置にマップしない。上述の例において、伝送された符号化されたビット（“0111”）の受信変調記号は、受信機ユニットにおいて点512へマップしないことがある。雑音により、受信変調記号は、信号配列内の別の位置へマップされる。一般に、受信変調記号が、正確な位置の近く（例えば、“0101”、“0011”、“0110”、または“1111”の近く）の位置へマップされる確率は、より高い。したがって、誤りの確率がより高

い事象では、受信変調記号は、正確な点に隣合う点へ誤ってマップされる。信号配列内の隣り合う点は、1ビット位置分だけ異なる値を有するので、グレイマッピングは、誤りの確率がより高い事象における誤りビット数を低減する。

#### 【0083】

図5は、16-QAMの信号配列における特定のグレイマッピング方式を示している。他のグレイマッピング方式を使用してもよく、本発明の技術的範囲内である。他の変調方式（例えば、8-PSK、64-QAM、など）の信号配列も、同様に、あるいは他のグレイマッピング方式でマップされる。32-QAMおよび128-QAMのような変調方式において、完全なグレイマッピング方式が可能でないときは、部分的なグレイマッピング方式を使用する。さらに加えて、グレイマッピングに基づいていないマッピング方式を使用してもよく、本発明の技術的範囲内である。

#### 【0084】

##### MIMO処理

図6は、MIMOプロセッサ120xの1つの実施形態を示すブロック図であり、MIMOプロセッサ120xは、図1のMIMOプロセッサ120の1つの構成である。変調記号は、多数の周波数サブチャンネル上で、おそらくは多数の送信アンテナから伝送される。MIMOモードで動作するときは、各周波数サブチャンネル上で、各送信アンテナからの伝送は、複製されていないデータを表わす。

#### 【0085】

MIMOプロセッサ120x内では、デマルチプレクサ (demultiplexer, DEMUX) 610は、変調記号を受信して、多数のサブチャンネル記号のストリーム、 $S_1$  ないし  $S_L$  へデマルチプレックスし、各周波数サブチャンネルごとに、1本のサブチャンネル記号のストリームを使用して、記号を伝送する。各サブチャンネル記号のストリームは、各サブチャンネルのMIMOプロセッサ612へ供給される。

#### 【0086】

各サブチャンネルのMIMOプロセッサ612は、受信したサブチャンネル記号のストリームを、多数の（すなわち、 $N_T$  個までの）記号のサブストリームへデマルチプレックスし、各アンテナごとに、1本の記号サブストリームを使用して、変調記号を伝送する。OFDMシステムがMIMOモードで動作するときは、各サブチャンネルのMIMOプロセッサ612は、上述の式（1）にしたがって $N_T$  個（までの）変調記号を事前調整して、事前調整された変調記号を生成し、その後で伝送する。MIMOモードでは、特定の送信アンテナの特定の周波数サブチャンネルにおける、各事前調整された変調記号は、 $N_T$  本までの送信アンテナにおける（重み付けされた）変調記号の線形の組合せを表わす。各事前調整された変調記号を生成するために使用される $N_T$  個（までの）変調記号の各々は、異なる信号配列と関係付けられる。

#### 【0087】

各時間スロットにおいて、 $N_T$  個（までの）事前調整された変調記号が、各サブチャンネルのMIMOプロセッサ612によって生成されて、 $N_T$  個（までの）記号結合器616aないし616bへ供給される。例えば、周波数サブチャンネル1に割り当てられたサブチャンネルのMIMOプロセッサ612は、 $N_T$  個（までの）事前調整された変調記号を、アンテナ1ないし $N_T$ の周波数サブチャンネル1へ供給する。同様に、周波数サブチャンネルLへ割り当てられたサブチャンネルのMIMOプロセッサ612は、 $N_T$  個（までの）記号を、アンテナ1ないし $N_T$ の周波数サブチャンネルLへ供給する。各結合器616は、Lの周波数サブチャンネルにおける事前調整された変調記号を受信し、各時間スロットにおいて記号を変調ベクトルVへ結合し、変調記号ベクトルを次の処理段（すなわち、変調器122）へ供給する。

#### 【0088】

MIMOプロセッサ120xは、変調記号を受信して、処理し、 $N_T$  個の変調記号ベクトル  $V_1$  ないし  $V_T$  を、1送信アンテナに1変調記号ベクトルづつ、供給する。各アンテナの各時間スロットにおいてL個の事前調整された変調記号を収集し、次数Lの変調記号ベク



トルVを形成する。変調記号ベクトルVの各素子は、変調記号を送るユニークなサブキャリアを有する特定の周波数サブチャンネルと関係付けられている。L個の変調記号を収集したものは、全て互いに直交している。“純粋な”MIMOモードで動作しないときは、変調記号ベクトルの一部は、異なる送信アンテナごとに特定の周波数サブチャンネル上に複製情報を有する。

【0089】

サブチャンネルのMIMOプロセッサ612は、MIMOモードにおいて、全チャンネル状態情報 (full channel state information, full-CSI) または部分CSIの処理を実行するのに必要な処理を行うように設計されている。全CSIには、各周波数サブチャンネルに対する送信アンテナと受信アンテナの全ての対間の伝搬経路 (すなわち、振幅および位相) の十分な特徴付けが含まれる。部分CSIには、例えば、部分的なサブチャンネルのSNRが含まれる。CSIの処理は、例えば、使用可能なCSI情報および選択された周波数サブチャンネル、送信アンテナ、などに基づいて実行される。CSIの処理は、選択的に、動的に、イネーブルおよびディスエーブルされる。例えば、CSIの処理は、特定のデータ伝送に対してイネーブルされ、他のデータ伝送に対してディスエーブルされる。CSI処理は、一定の条件、例えば、通信リンクが適切なSNRを有するときに、イネーブルされる。全CSIおよび部分CSIの処理は、上述の米国特許出願第09/532,491号にさらに詳しく記載されている。

【0090】

図6は、変調器122の1つの実施形態を示している。MIMOプロセッサ120xからの変調記号ベクトル $V_1$ ないし $V_T$ は、変調器122aないし122tへそれぞれ供給される。図6に示されている実施形態では、各変調器122には、IFFT620、巡回プレフィックス発生器622、およびアップコンバータ624が構成されている。

【0091】

IFFT620は、逆高速フーリエ変換 (inverse fast Fourier transform, IFFT) を使用して、各受信した変調記号ベクトルを、その時間領域表現 (OFDM記号と呼ばれる) へ変換する。IFFT620は、任意の数 (例えば、8本、16本、32本、など) の周波数サブチャンネル上で、IFFTを実行するように設計することができる。1つの実施形態では、OFDM記号へ変換された各変調記号ベクトルにおいて、巡回プレフィックス発生器622は、OFDM記号の時間領域表現の一部分を反復して、特定のアンテナの伝送符号を形成する。巡回プレフィックスは、伝送記号が、マルチパス遅延拡散と共に、直交性を保持し、劣悪な経路の影響に対する性能の向上を保証する。IFFT620および巡回プレフィックス発生器622の構成は、この技術において知られており、本明細書では詳しく記載されていない。

【0092】

各巡回プレフィックス発生器622からの時間領域表現 (すなわち、各アンテナごとの“伝送”符号) は、アップコンバータ624によって処理され、アナログ信号へ変換され、RF周波数へ変調され、RF変調信号を生成するように調整 (例えば、増幅およびフィルタ処理) され、RF変調信号は、各アンテナ124から伝送される。

【0093】

OFDM変調については、文献 (“Multicarrier Modulation for Data Transmission : A n Idea Whose Time Has Come”, by John A.C. Bingham, IEEE Communications Magazine, May 1990) に記載されており、本明細書ではこれを参考文献として取り上げている。

【0094】

MIMOモード以外で動作するOFDMシステムでは、MIMOプロセッサ120は、取り除かれるか、またはディスエーブルされ、変調記号は、事前調整されることなく、変調記号ベクトルVへまとめられる。次に、このベクトルは変調器122へ供給される。(MIMOモードではなく) 伝送ダイバーシティで動作するOFDMシステムでは、デマルチプレクサ614が取り除かれるか、またはディスエーブルされて、(同じ) 事前調整された変調記号は、 $N_T$  個 (までの) 結合器へ供給される。

## 【 0 0 9 5 】

図2に示されているように、多数の異なる伝送（例えば、音声、シグナリング、データ、パイロット、など）はシステムによって伝送される。これらの伝送の各々には異なる処理が必要である。

図7は、異なる伝送に対して異なる処理を行うことができるシステム110yの実施形態のブロック図である。集合入力データ（例えばシステム110yによって伝送される全情報ビット）が構成されているデータはデマルチプレクサ710へ供給される。デマルチプレクサ710は、入力データを多数（K）のチャンネルデータストリーム $B_1$ ないし $B_K$ へデマルチプレックスする。各チャンネルデータストリームは、例えば、シグナリングチャンネル、同報通信チャンネル、音声呼、またはトラヒックデータ伝送に対応する。各チャンネルデータストリームは、各符号器／チャンネルインターリーバ／パンクチャ装置／記号マッピング素子712へ供給され、記号マッピング素子712は、そのデータチャンネルストリームに対して選択された特定の符号化方式を使用してデータを符号化し、特定のインターリーブ方式に基づいて符号化されたデータをインターリーブして、インターリーブされた符号ビットをパンクチャして、そのチャンネルデータストリームを伝送するのに使用される伝送チャンネルに対して、インターリーブされたデータを変調記号へマップする。

## 【 0 0 9 6 】

符号化は、チャンネルごとに（すなわち、図7に示されている各チャンネルデータストリーム上で）行うことができる。しかしながら、（図1に示されている）集合入力データ上で、多数のチャンネルデータストリーム上で、チャンネルデータストリームの一部分の上で、1組の周波数サブチャンネルを横切って、1組の部分サブチャンネルを横切って、1組の周波数サブチャンネルおよび空間サブチャンネルを横切って、各周波数サブチャンネルを横切って、各変調記号上で、または時間、空間、および周波数の他のユニット上で、符号化を行ってもよい。

## 【 0 0 9 7 】

各符号器／チャンネルインターリーバ／パンクチャ装置／記号マッピング素子712からの変調記号ストリームは、周波数サブチャンネル上で、かつ各周波数サブチャンネルの空間サブチャンネルを介して伝送される。MIMOプロセッサ120yは、素子712から変調記号ストリームを受信する。各変調記号ストリームに使用されるモードに依存して、MIMOプロセッサ120yは変調記号ストリームを多数のサブチャンネル記号ストリームへデマルチプレックスする。図7に示されている実施形態では、変調記号ストリーム $S_1$ は、周波数サブチャンネル上で伝送され、変調記号ストリーム $S_K$ はL本の周波数サブチャンネル上で伝送される。各周波数サブチャンネルに対する変調ストリームは、各サブチャンネルのMIMOプロセッサによって処理され、デマルチプレックスされ、図6に示されているやり方と同様のやり方で結合され、各送信アンテナの変調記号ベクトルを形成する。

## 【 0 0 9 8 】

一般に、送信機ユニットは、チャンネルの伝送能力について記述した情報に基づいて、各伝送チャンネルごとにデータを符号化して、変調する。一般に、この情報は、既に記載した部分-C S Iまたは全-C S Iの形式をとる。データ伝送に使用される伝送チャンネルの部分-C S Iまたは全-C S Iは、一般に受信機ユニットにおいて判断され、送信機ユニットへ報告され、送信機は、情報を使用して、それにしたがって符号化および変調する。本明細書に記載されている技術は、多数の並列伝送チャンネルを支援できるMIMO、OFDM、または他の通信方式（例えば、CDMA方式）によって支援される多数の並列伝送チャンネルに適用できる。

## 【 0 0 9 9 】

## 復調および復号化

図8は、システム150の復号化部分についての1つの実施形態のブロック図である。この実施形態では、ターボ符号器を使用して、伝送前にデータを符号化する。対応して、ターボ復号器は、受信した変調記号を復号化するのに使用される。

## 【 0 1 0 0 】

図8に示されているように、受信した変調記号は、ビット対数尤度比(log-likelihood ratio, LLR) 計算ユニット158xへ供給され、ビットLLR計算ユニット158xは、各変調記号を構成しているビットのLLRを計算する。ターボ復号器は(ビットに相対する)LLRを処理するので、ビットLLR計算ユニット158xは、各受信した符号化されたビットのLLRを供給する。各受信した符号化されたビットのLLRは、受信した符号化されたビットが1である確率によって除算された、受信した符号化されたビットが0である確率の対数である。

【0101】

既に記載したように、M個の符号化されたビット( $b_1, b_2, \dots, b_M$ )をまとめて、単一の非二値記号Sを形成し、Sを変調記号T(S)へマップする(すなわち、高次の信号配列へ変調する)。変調記号を、処理して、送信して、受信して、さらに処理して、受信した変調記号R(S)が得られる。受信した変調記号内の符号化されたビット $b_m$ のLLRは、次の式(2)のように計算できる。

【0102】

【数5】

$$\begin{aligned} LLR(b_m) &= \log \left( \frac{P(b_m = 0)}{P(b_m = 1)} \right) \\ &= \log \left( P(R(S) \mid b_m = 0) \right) - \log \left( P(R(S) \mid b_m = 1) \right) \\ &= \log \left( \sum_{T(S): b_m = 0} P(R(S) \mid T(S)) \right) - \log \left( \sum_{T(S): b_m = 1} P(R(S) \mid T(S)) \right) \end{aligned} \quad \text{式 (2)}$$

なお $P(R(S) \mid b_m = 0)$ は、受信記号R(S)に基づくビット $b_m$ がゼロである確率である。LLRの計算には、近似値を使用してもよい。

次に、デバンクチャ装置159は、送信機において削除された(すなわち、バンクチャされた)符号ビットに“消去(erasure)”を挿入する。消去は、一般に、ゼロ(“0”)の値を有し、これは、0であるか、または1であるかの確率が等しいバンクチャされたビットを示す。

【0103】

式(2)から、変調記号内の受信した符号化されたビットのLLRが関係付けられる傾向があることに注意すべきである。この相関は、符号化されたビットを変調する前にインターリーブすることによって解消される。図1に示されているように、チャンネルのインターリーブングにより、各変調記号内の符号化されたビットの相関が解消されることが好都合である。

【0104】

符号化されたビットのLLRはチャンネルデインターリーブ160へ供給され、送信機において行われたチャンネルインターリーブを相補的なやり方でデインターリーブされる。受信情報、テール、およびパリティビットに対応するチャンネルのデインターリーブされたLLRは、ターボ復号器162xへ供給される。

【0105】

ターボ復号器162xには、加算器810aおよび810b、復号器812aおよび812b、符号インターリーブ814、符号デインターリーブ816、および検出器818が構成されている。1つの実施形態では、各復号器812は、ソフト入力/ソフト出力(soft-input/soft-output, SISO)の最大事後(maximum a posteriori, MAP)復号器として構成される。

【0106】

加算器810aは、受信した情報ビットのLLR、すなわちLLR( $x'$ )、およびデインターリーブ816からの(1回目の反復では、ゼロに設定されている)外部情報を受信して、

加算し、較正されたLLRを供給する。較正されたLLRは、受信した情報ビットの検出値のより大きい信頼と関係付けられる。

【0107】

復号器812aは、加算器810aからの較正されたLLRと、第1の構成符号器からの受信したテールおよびパリティビットのLLR、すなわちLLR ( $y'$ ) とを受信し、受信したLLRを復号化して、受信した情報ビットの確率値の補正を示す外部情報を生成する。復号器812aからの外部情報は、加算器810bによって受信情報ビットLLRと加算され、較正されたLLRは符号インターリーブ814へ記憶される。符号インターリーブ814は、ターボ符号器において使用されているのと同じ符号インターリーブング（例えば、図3bの符号インターリーブ314と同じ符号インターリーブング）を行なう。

【0108】

復号器812bは、インターリーブ814からのインターリーブされたLLRと、第2の構成符号器からの受信したテールおよびパリティビットのLLR、すなわちLLR ( $z'$ ) とを受信し、受信したLLRを復号化して、受信した情報ビットの確率値をさらに補正した外部情報を生成する。復号器812bからの外部情報は、符号デインターリーブ816に記憶され、デインターリーブ816は、デインターリーブ方式を行う。デインターリーブ方式は、インターリーブ814において使用されているインターリーブ方式と相補的である。

【0109】

受信した符号化されたビットのLLRの復号化は、何度も反復される。各反復ごとに、較正されたLLRに対する信頼性は、より大きくなる。全ての復号化の反復が完了した後で、最終的な較正されたLLRを検出器818へ供給し、検出器818は、LLRに基づいて受信した情報ビットの値を供給する。

【0110】

ソフト出力のビタビアルゴリズム (soft output Viterbi algorithm, SOVA) を実行する復号器のような、SISO MAP復号器のほかに、他のタイプの復号器も使用できる。復号器の設計は、一般に、送信機において使用される特定のターボ符号化方式に依存する。

【0111】

ターボ復号化については、Steven S. Pietrobonによる文献 (“Implementation and Performance of a Turbo/Map Decoder”, International Journal of Satellite Communications, Vol. 16, 1998, pp.23-46) により詳しく記載されており、本明細書では、これを参考文献として取り上げている。

【0112】

変調方式および符号化レート

各伝送チャンネルの達成されたSNRは、希望の性能レベル（例えば、1%のFER）において、1変調記号に対する特定数の情報ビット（すなわち、特定の情報ビットレート）を支援する。この情報ビットレートは、多数の異なる変調方式によって支援される。例えば、1.5情報ビット／変調記号のビットレートは、QPSK、8-PSK、16-QAM、またはより高次の変調方式によって支援される。各変調方式では、1変調記号に対して特定数の符号化されたビットを伝送することができる。

【0113】

選択した変調方式に依存して、対応する符号化レートを選択し、必要数の符号化されたビットを、1変調記号に対する情報ビット数に供給する。上述の例において、QPSK、8-PSK、および16-QAMでは、1変調記号に対して2、3、および4個の符号化されたビットをそれぞれ伝送することができる。1.5情報ビット／変調記号の情報ビットレートでは、QPSK、8-PSK、および16-QAMにおいて、3/4、1/2、および3/8の符号化レートを使用して、必要数の符号化されたビットをそれぞれ生成する。したがって、変調方式と符号化レートとの異なる組み合わせは、特定の情報ビットレートを支援するのに使用される。

## 【0114】

本発明のある特定の実施形態では、支援されるビットレートに対する低次の変調方式と共に、“微弱な”二値符号（すなわち、高符号化レート）を使用する。一連のシミュレーションを通して、より低次の変調方式を、より微弱な符号と組合せて使用することにより、より高次の変調方式を、より強力な符号と組合せて使用するよりも、より高い性能が得られることが分かった。この結果について、次に記載する。AWGNチャンネル内の二値ターボ符号のLLRの復号化の尺度は、ターボ復号化アルゴリズムにおいてほぼ最適である。しかしながら、グレイマップの高次の変調方式では、各受信ビットに対してではなく、各受信変調記号に対して、最適なLLRの尺度を生成する。次に、符号のLLRの尺度を分解して、二値符号復号器に対するビットLLRの尺度を得る。分解処理中に、幾つかの情報が失われ、ビット復号尺度を使用しても、最適性能が得られない。より低次の変調方式では、対応して、1符号当りのビット数が低減し、分解損失が低減し、したがって対応するより高次の変調方式よりも、より良い性能が得られる。

## 【0115】

本発明の1つの態様にしたがって、一定のスペクトル効率を達成するために、適切な変調方式において、 $n/(n+1)$ 以上、 $n/(n+2)$ 以内（ $n$ は、1変調記号に対する情報ビット数）の符号化レートの符号を使用する。この符号化レートは、可変のバンクチャリング方式と組合せて、固定符号（例えば、上述の $1/3$ レートのターボ符号）を使用して、容易に達成することができる。高い符号化レートを達成するために、テールおよびパリティビットを多数バンクチャして、バンクチャされていないテールおよびパリティビットを情報ビット上に均等に分散させる。

## 【0116】

フレーミング

多くの通信システムでは、データパケット（すなわち、論理フレーム）を固定サイズで画定することが好都合である。例えば、システムは、1024、2048、および4096ビットを有する3つの異なるパケットを画定する。これらの画定されたデータパケットにより、送信機と受信機の両者において処理の一部が簡単になる。

## 【0117】

OFDMシステムでは、物理的なフレームは、（1）整数のOFDM記号、（2）伝送チャンネル上の特定数の変調記号、または（3）他の単位を収めるように画定される。既に記載したように、通信リンクは時間にしたがって変化するために、伝送チャンネルのSNRは時間にしたがって変化する。その結果、各伝送チャンネルにおいて各時間スロット上で伝送される情報ビット数は、時間にしたがって変化する可能性が高く、各物理的フレーム内の情報ビット数も、時間にしたがって変化する可能性が高くなる。

## 【0118】

1つの実施形態では、論理フレームは、OFDM記号とは無関係に画定される。この実施形態では、各論理フレームの情報ビットは、符号化／バンクチャされ、論理フレームの符号化されたビットはまとめられて、変調記号へマップされる。1つの簡単な構成では、伝送チャンネルは、連続番号を付される。次に、符号化されたビットを使用して、必要な数の変調記号を伝送チャンネルの順番に形成する。変調記号の境界が始端および終端となるように、論理フレーム（すなわち、データパケット）を画定する。この構成では、論理フレームは、OFDM記号にまたがり、さらに、OFDM記号の境界を横切る。さらに加えて、各OFDM記号には、多数のデータパケットからの符号化されたビットが収められる。

## 【0119】

別の実施形態では、論理フレームは、物理的単位に基づいて画定される。例えば、論理フレームには、（1）伝送チャンネル上の多数の変調記号、（2）OFDM記号、または（3）他のやり方で画定される多数の変調記号を含むように画定される。

高次の変調においてバンクチャされた二値のターボ符号およびグレイマッピング（binary Turbo code and Gray mapping, BTC-GM）を使用することで、多数の長所が得られる。よ

り最適であるが、より複雑なターボトレリス符号化変調 (Turbo trellis coded modulation, TTCM) 方式よりも、BTC-GM方式は、実行するのがより簡単であるが、TTCMにより近い性能を実行できる。可変のバンクチャリングを単に調節することによって、異なる符号化レートを実行することが簡単であるので、BTC-GM方式では、高度の融通性も得られる。BTC-GM方式は、異なるバンクチャリングパラメータのもとで、ロバストな性能も与える。さらに加えて、現在使用可能な二値ターボ復号器を使用して、受信機の構造を簡単にする。しかしながら、ある特定の実施形態では、他の符号化方式も使用でき、本発明の技術的範囲内である。

#### 【0120】

好ましい実施形態についてのこれまでの記述は、当業者が本発明を作成または使用できるようにするために与えられている。これらの実施形態に対する種々の変更は、当業者には容易に分かり、本明細書において定義されている一般的な原理は、発明の能力を使用することなく、他の実施形態に適用される。したがって、本発明は、本発明に示されている実施形態に制限されることを意図されていないが、本明細書に開示されている原理および新規な特徴に一致する最も広い技術的範囲にしたがうことを意図されている。

#### 【図面の簡単な説明】

#### 【0121】

【図1】本発明の種々の態様および実施形態を実行することができる多重入力多重出力 (MIMO) 通信システムの図。

【図2】MIMOシステムにおいて $N_T$  本中の1本の送信アンテナからのOFDM伝送をグラフで示す図。

【図3a】並列連結された畳込み符号器の図。

#### 【0122】

【図3b】並列連結された畳込み符号器の図。

【図3c】符号化されたビットの種々のバンクチャリングを行うために使用される、バンクチャ装置およびマルチプレクサの1つの実施形態を示す図。

【図4a】データ伝送に必要な符号化されたビットを生成するための符号化/バンクチャリング方式であって、特定の基礎符号と共通のバンクチャリング方式とを使用する符号化/バンクチャリング方式のフローチャート。

#### 【0123】

【図4b】データ伝送に必要な符号化されたビットを生成するための符号化/バンクチャリング方式であって、特定の基礎符号と可変のバンクチャリング方式とを使用する符号化/バンクチャリング方式のフローチャート。

【図5】16-QAMの信号配列および特定のグレイマッピング方式の図。

#### 【0124】

【図6】MIMOプロセッサの1つの実施形態のブロック図。

【図7】異なる伝送に対して異なる処理を行うことができるシステムの1つの実施形態のブロック図。

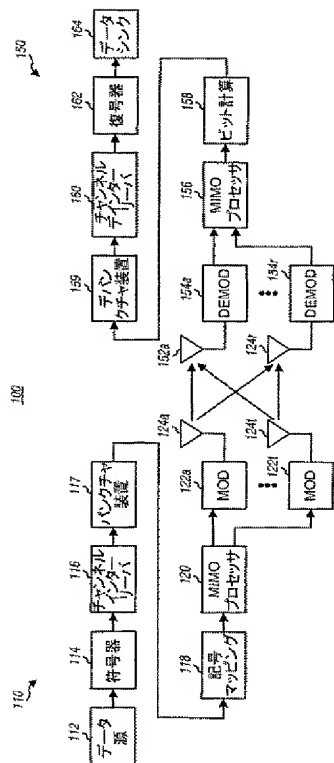
【図8】受信システムの復号化部分についての1つの実施形態のブロック図。

#### 【符号の説明】

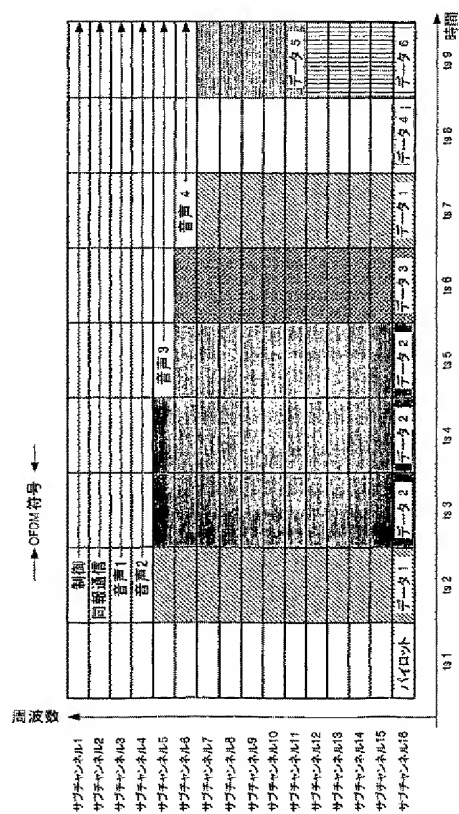
#### 【0125】

100、110、150 システム、  
124、152 アンテナ、  
322 構成符号器、  
332 遅延素子、  
334 加算器、  
336、342、344 スイッチ、  
343 ライン。

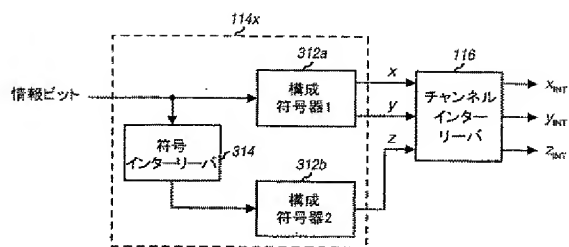
【図1】



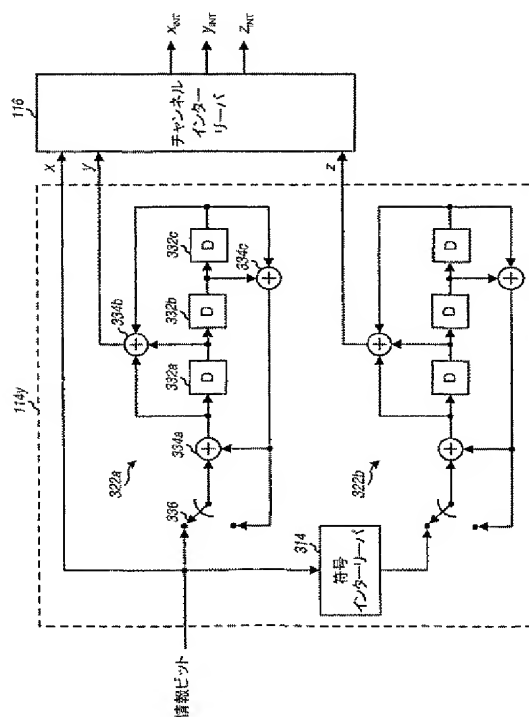
【図2】



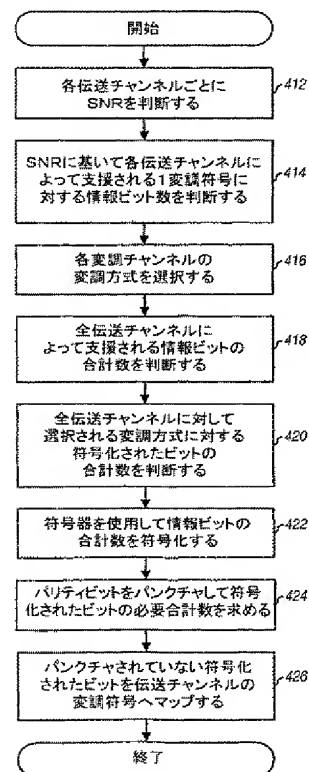
【図3a】



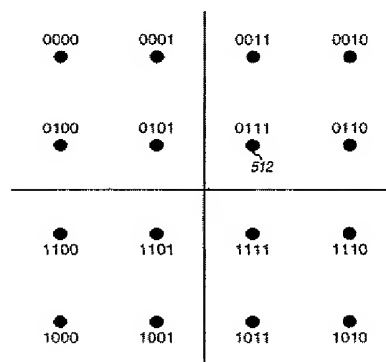
【図3b】



【☒4a】

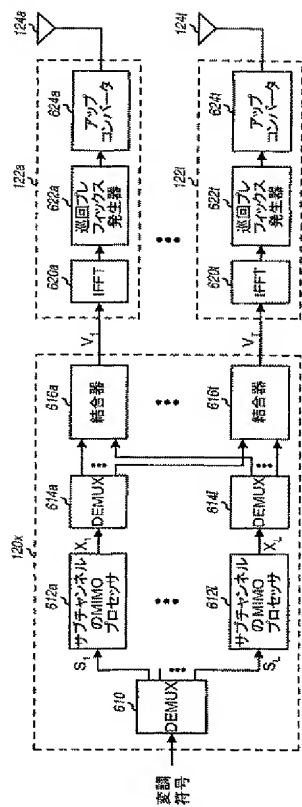


【例5】

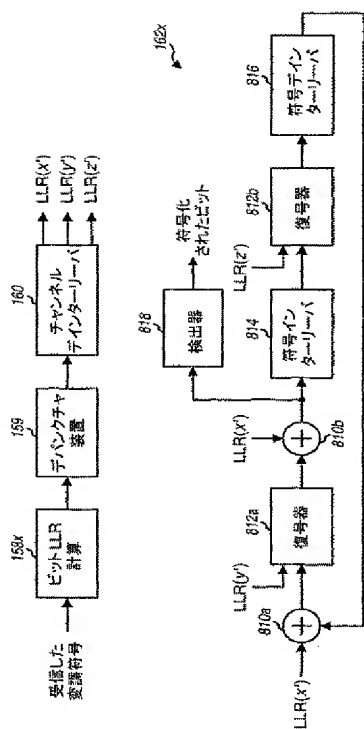




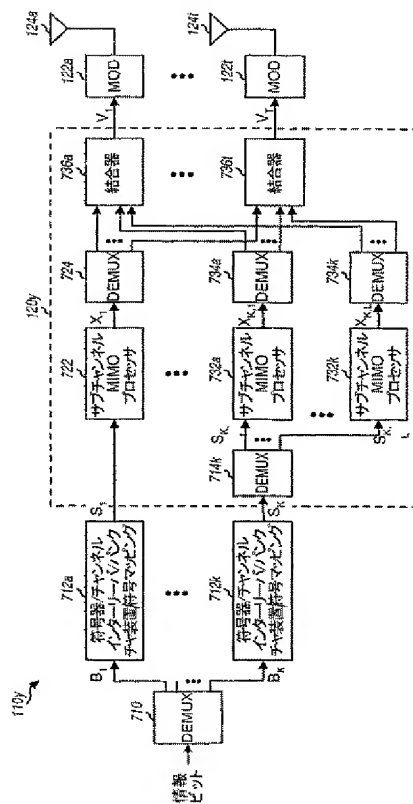
【図6】



【図8】



【図7】



## 【国際公開パンフレット】

(12) INTERNATIONAL APPLICATION PUBLISHED UNDER THE PATENT COOPERATION TREATY (PCT)

(19) World Intellectual Property Organization  
International Bureau(43) International Publication Date  
8 August 2002 (08.08.2002)

PCT

(10) International Publication Number  
WO 02/062002 A1

(51) International Patent Classification: H04L 1/00, 27/26

(21) International Application Number: PCT/US02/02143

(22) International Filing Date: 23 January 2002 (23.01.2002)

(25) Filing Language: English

(26) Publication Language: English

(30) Priority Date: 09/07/01 1 February 2001 (01.02.2001) US

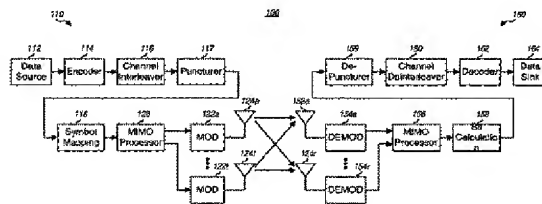
(71) Applicant: QUALCOMM INCORPORATED (US/R/S),  
5775 Morehouse Drive, San Diego, CA 92121-1714 (US).(72) Inventors: LUNG, Fungyuan; 11382 Willis Creek Road, San  
Diego, CA 92131 (US); KUNDHUSAYANA, Nagabh-  
ushan, T.; 7794 Roon Road, San Diego, CA 92120  
(US); WALTON, Jay R.; 711 Edgewood Drive, Woodford,  
MA 01886 (US); WALLACE, Mark; 4 Mistel Lane,  
Bedford, MA 01730 (US); FERNANDEZ, Ynni; 1136  
Falcon Street #2, San Diego, CA 92109 (US).

(81) Designated States (national): AF, AG, AI, AM, AU, AZ, BA, BB, BG, BR, BY, BZ, CA, CH, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DZ, EC, EE, ES, FI, GB, GD, GE, GR, GM, HR, HU, ID, IL, IN, IS, JP, KE, KG, KP, KR, KZ, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LV, MA, MD, MG, MK, MN, MW, MX, MY, NG, NZ, OM, PA, PE, PG, PH, PI, PT, RU, SD, SE, SG, SI, SK, SL, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, UZ, VN, YU, ZA, ZM, ZW.

(84) Designated States (regional): ARIPO patent (GH, GM, KR, LS, MW, MZ, SD, SI, SZ, TZ, UG, ZM, ZW),  
European patent (AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, RU, TJ, TM),  
European patent (AT, BE, CH, CY, DE, DK, ES, FR, GR, GB, IE, IT, LI, LU, MC, NL, PT, SI, TR),  
European patent (BT, FI, CT, CY, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, ML, MR, NE, SN, TD, TG).Published:  
with international search report  
before the expiration of the time limit for amending the  
claims and to be republished in the event of receipt of  
amendments(74) Agents: WADSWORTH, Philip, R. et al.; Qualcomm In-  
corporated, 5775 Morehouse Drive, San Diego, CA 92121-  
1714 (US).

For two-letter codes and other abbreviations, refer to the "Guidance Notes on Codes and Abbreviations" appearing at the beginning of each regular issue of the PCT Gazette.

(54) Title: CODING SCHEME FOR A WIRELESS COMMUNICATION SYSTEM



(57) Abstract: Coding techniques for a (e.g., OFDM) communication system capable of transmitting data on a number of transmission channels at different information bit rates based on the channels' achieved SNR. A base code is used in combination with common or variable puncturing to achieve different coding rates required by transmission channels. The data (i.e., information bits) for a data transmission is encoded with the base code, and the coded bits for each channel (or group of channels with the similar transmission capabilities) are punctured to achieve the required coding rate. The coded bits may be interleaved (e.g., to combat fading and remove correlation between coded bits in each modulation symbol) prior to puncturing. The unpunctured coded bits are grouped into non-binary symbols (e.g., using Gray mapping). The modulation symbol may be precoded prior to transmission.

WO 02/062002 A1

WO 02/062002

PCT/US02/02143

1

## CODING SCHEME FOR A WIRELESS COMMUNICATION SYSTEM

### BACKGROUND

5

#### I. Field

The present invention relates to data communication. More particularly, the present invention relates to a novel, flexible, and efficient coding scheme for encoding data for transmission on multiple transmission channels with different transmission capabilities.

#### II. Description of the Related Art

Wireless communication systems are widely deployed to provide various types of communication such as voice, data, and so on. These systems may be based on code division multiple access (CDMA), time division multiple access (TDMA), orthogonal frequency division modulation (OFDM), or some other modulation techniques. OFDM systems may provide high performance for some channel environments.

In an OFDM system, the operating frequency band is effectively partitioned into a number of "frequency subchannels", or frequency bins. Each subchannel is associated with a respective subcarrier upon which data is modulated, and may be viewed as an independent "transmission channel". Typically, the data to be transmitted (i.e., the information bits) is encoded with a particular coding scheme to generate coded bits. For a high-order modulation scheme (e.g., QPSK, QAM, and so on), the coded bits are grouped into non-binary symbols that are then used to modulate the subcarriers.

The frequency subchannels of an OFDM system may experience different link conditions (e.g., different fading and multipath effects) and may achieve different signal-to-noise-plus-interference ratio (SNR). Consequently, the number of information bits per modulation symbol (i.e., the information bit rate) that may be transmitted on each subchannel for a particular level of performance may be different from subchannel to subchannel. Moreover, the link conditions typically vary with time. As a result, the supported bit rates for the subchannels also vary with time.

The different transmission capabilities of the frequency subchannels plus the time-variant nature of the capabilities make it challenging to provide an effective coding scheme capable of encoding the supported number of

WO 02/062002

PCT/US02/02143

2

information bits/modulation symbol to provide the required coded bits for the subchannels.

Accordingly, a high performance, efficient, and flexible coding scheme that may be used to encode data for transmission on multiple subchannels with  
5 different transmission capabilities is highly desirable.

### SUMMARY

Various aspects of the present invention provides efficient and effective  
10 coding techniques for a communication system capable of transmitting data on a number of "transmission channels" at different information bit rates based on the channels' achieved SNR. A number of coding/puncturing schemes may be used to generate the required coded bits (i.e., the information, tail, and parity bits, if a Turbo code is used). In a first coding/puncturing scheme, a particular  
15 base code and common puncturing is used for all transmission channels (e.g., all frequency subchannels in an OFDM system, or spatial subchannels of all frequency subchannels in an OFDM system with multiple input/multiple output antennas (MIMO), as described below). In a second coding/puncturing scheme, the same base code but variable puncturing is used for the  
20 transmission channels. The variable puncturing can be used to provide different coding rates for the transmission channels. The coding rate for each transmission channel is dependent on the information bit rate and the modulation scheme selected for the channel.

An embodiment of the invention provides a method for preparing data  
25 for transmission on a number of transmission channels in a communication system, e.g., an orthogonal frequency division modulation (OFDM) system. Each transmission channel is operable to transmit a respective sequence of modulation symbols. In accordance with the method, the number of information bits per modulation symbol supported by each transmission  
30 channel is determined (e.g., based on the channel's SNR). A modulation scheme is then identified for each transmission channel such that the determined number of information bits per modulation symbol is supported. Based on the supported number of information bits per modulation symbol and the identified modulation scheme, the coding rate for each transmission  
35 channel is determined. At least two transmission channels are associated with different coding rates because of different transmission capabilities.

Thereafter, a number of information bits is encoded in accordance with a particular encoding scheme to provide a number of coded bits. If a Turbo code

WO 02/062002

PCT/US02/02143

3

is used, a number of tail and parity bits are generated for the information bits (the coded bits include the information bits, tail bits, and parity bits). The coded bits may be interleaved in accordance with a particular interleaving scheme. For ease of implementation, the interleaving may be performed prior to puncturing. The coded bits (e.g., the tail and parity bits, if a Turbo code is used) are then punctured in accordance with a particular puncturing scheme to provide a number of unpunctured coded bits for the transmission channels. The puncturing is adjusted to achieve different coding rates needed by the transmission channels. As an alternative, the puncturing may also be performed prior to interleaving.

Non-binary symbols are then formed for the transmission channels. Each non-binary symbol includes a group of interleaved and unpunctured coded bits and is mapped a respective modulation symbol. The specific number of coded bits in each non-binary symbol is dependent on the channel's modulation scheme. For a multiple-input multiple-output (MIMO) system capable of transmitting on a number of spatial subchannels for each frequency subchannel, the modulation symbols for each frequency subchannel may be pre-conditioned prior to transmission, as described below.

The invention provides methods and system elements that implement various aspects, embodiments, and features of the invention, as described in further detail below.

#### BRIEF DESCRIPTION OF THE DRAWINGS

The features, nature, and advantages of the present invention will become more apparent from the detailed description set forth below when taken in conjunction with the drawings in which like reference characters identify correspondingly throughout and wherein:

FIG. 1 is a diagram of a multiple-input multiple-output (MIMO) communication system capable of implementing various aspects and embodiments of the invention;

FIG. 2 is a diagram that graphically illustrates an OFDM transmission from one of  $N_t$  transmit antennas in the MIMO system;

FIGS. 3A and 3B are diagrams of a parallel concatenated convolutional encoder;

FIG. 3C is a diagram of an embodiment of a puncturer and multiplexer, which may be used to provide variable puncturing of coded bits;

WO 02/062002

PCT/US02/02143

4

FIGS. 4A and 4B are flow diagrams of two coding/puncturing schemes for generating the required coded bits for a data transmission, which utilize a particular base code but common and variable puncturing schemes, respectively;

5 FIG. 5 is a diagram of a signal constellation for 16-QAM and a specific Gray mapping scheme;

FIG. 6 is a block diagram of an embodiment of a MIMO processor;

FIG. 7 is a block diagram of an embodiment of a system capable of providing different processing for different transmissions; and

10 FIG. 8 is a block diagram of an embodiment of the decoding portion of a receiving system.

#### DETAILED DESCRIPTION OF THE SPECIFIC EMBODIMENTS

15 FIG. 1 is a diagram of a multiple-input multiple-output (MIMO) communication system 100 capable of implementing various aspects and embodiments of the invention. Communication system 100 can be designed to implement the coding schemes described herein. System 100 can further be operated to employ a combination of antenna, frequency, and temporal  
20 diversity to increase spectral efficiency, improve performance, and enhance flexibility. Increased spectral efficiency is characterized by the ability to transmit more bits per second per Hertz (bps/Hz) when and where possible to better utilize the available system bandwidth. Improved performance may be quantified, for example, by a lower bit-error-rate (BER) or frame-error-rate  
25 (FER) for a given link signal-to-noise-plus-interference ratio (SNR). And enhanced flexibility is characterized by the ability to accommodate multiple users having different and typically disparate requirements. These goals may be achieved, in part, by employing a high performance and efficient coding scheme, multi-carrier modulation, time division multiplexing (TDM), multiple  
30 transmit and/or receive antennas, other techniques, or a combination thereof. The features, aspects, and advantages of the invention are described in further detail below.

As shown in FIG. 1, communication system 100 includes a first system 110 in communication with a second system 150. Within system 110, a data  
35 source 112 provides data (i.e., information bits) to an encoder 114 that encodes the data in accordance with a particular coding scheme. The encoding increases the reliability of the data transmission. The coded bits are then provided to a channel interleaver 116 and interleaved (i.e., reordered) in

accordance with a particular interleaving scheme. The interleaving provides time and frequency diversity for the coded bits, permits the data to be transmitted based on an average SNR for the subchannels used for the data transmission, combats fading, and further removes correlation between coded bits used to form each modulation symbol, as described below. The interleaved bits are then punctured (i.e., deleted) to provide the required number of coded bits. The encoding, channel interleaving, and puncturing are described in further detail below. The unpunctured coded bits are then provided to a symbol mapping element 118.

10 In an OFDM system, the operating frequency band is effectively partitioned into a number of "frequency subchannels" (i.e., frequency bins). At each "time slot" (i.e., a particular time interval that may be dependent on the bandwidth of the frequency subchannel), a "modulation symbol" may be transmitted on each frequency subchannel. As described in further detail below, the OFDM system may be operated in a MIMO mode in which multiple (N<sub>t</sub>) transmit antennas and multiple (N<sub>r</sub>) receive antennas are used for a data transmission. The MIMO channel may be decomposed into N<sub>c</sub> independent channels, with N<sub>c</sub> ≤ N<sub>t</sub> and N<sub>c</sub> ≤ N<sub>r</sub>. Each of the N<sub>c</sub> independent channels is also referred to as a "spatial subchannel" of the MIMO channel, which corresponds to a dimension. In the MIMO mode, increased dimensionality is achieved and N<sub>c</sub> modulation symbols may be transmitted on N<sub>c</sub> spatial subchannels of each frequency subchannel at each time slot. In an OFDM system not operated in the MIMO mode, there is only one spatial subchannel. Each frequency subchannel/spatial subchannel may also be referred to as a 25 "transmission channel". The MIMO mode and spatial subchannel are described in further detail below.

The number of information bits that may be transmitted for each modulation symbol for a particular level of performance is dependent on the SNR of the transmission channel. For each transmission channel, symbol mapping element 118 groups a set of unpunctured coded bits to form a non-binary symbol for that transmission channel. The non-binary symbol is then mapped to a modulation symbol, which represents a point in a signal constellation corresponding to the modulation scheme selected for the transmission channel. The bit grouping and symbol mapping are performed for all transmission channels, and for each time slot used for data transmission. The modulation symbols for all transmission channels are then provided to a MIMO processor 120.

WO 02/062002

PCT/US02/02143

6

Depending on the particular "spatial" diversity being implemented (if any), MIMO processor 120 may demultiplex, pre-condition, and combine the received modulation symbols. The MIMO processing is described in further detail below. For each transmit antenna, MIMO processor 120 provides a stream of modulation symbol vectors, one vector for each time slot. Each modulation symbol vector includes the modulation symbols for all frequency subchannels for a given time slot. Each stream of modulation symbol vectors is received and modulated by a respective modulator (MOD) 122, and transmitted via an associated antenna 124.

In the embodiment shown in FIG. 1, receiving system 150 includes a number of receive antennas 152 that receive the transmitted signals and provide the received signals to respective demodulators (DEM0D) 154. Each demodulator 154 performs processing complementary to that performed at modulator 122. The demodulated symbols from all demodulators 154 are provided to a MIMO processor 156 and processed in a complementary manner as that performed at MIMO processor 120. The received symbols for the transmission channels are then provided to a bit calculation unit 158 that performs processing complementary to that performed by symbol mapping element 118 and provides values indicative of the received bits. Erasures (e.g., zero value indicatives) are then inserted by a de-puncturer 159 for coded bits punctured at system 110. The de-punctured values are then deinterleaved by a channel deinterleaver 160 and further decoded by a decoder 162 to generate decoded bits, which are then provided to a data sink 164. The channel deinterleaving, de-puncturing, and decoding are complementary to the channel interleaving, puncturing, and encoding performed at the transmitter.

FIG. 2 is a diagram that graphically illustrates an OFDM transmission from one of  $N_t$  transmit antennas in a MIMO system. In FIG. 2, the horizontal axis represents time and the vertical axis represents frequency. In this specific example, the transmission channel includes 16 frequency subchannels and is used to transmit a sequence of OFDM symbols, with each OFDM symbol covering all 16 frequency subchannels. A time division multiplexing (TDM) structure is also illustrated in which the data transmission is partitioned into time slots, with each time slot having a particular duration. For the example shown in FIG. 2, the time slot is equal to the length of one modulation symbol.

The available frequency subchannels may be used to transmit signaling, voice, packet data, and so on. In the specific example shown in FIG. 2, the modulation symbol at time slot 1 corresponds to pilot data, which may be periodically transmitted to assist the receiver units synchronize and perform



WO 02/062002

PCT/US02/02143

7

channel estimation. Other techniques for distributing pilot data over time and frequency may also be used. Transmission of the pilot modulation symbol typically occurs at a particular rate, which is usually selected to be fast enough to permit accurate tracking of variations in the communication link.

- 5       The time slots not used for pilot transmissions can be used to transmit various types of data. For example, frequency subchannels 1 and 2 may be reserved for the transmission of control and broadcast data to the receiver units. The data on these subchannels is generally intended to be received by all receiver units. However, some of the messages on the control channel may be  
10 user specific, and may be encoded accordingly.

- Voice data and packet data may be transmitted in the remaining frequency subchannels. For the example shown, subchannel 3 at time slots 2 through 9 is used for voice call 1, subchannel 4 at time slots 2 through 9 is used for voice call 2, subchannel 5 at time slots 5 through 9 is used for voice call 3,  
15 and subchannel 6 at time slots 7 through 9 is used for voice call 5.

- The remaining available frequency subchannels and time slots may be used for transmissions of traffic data. A particular data transmission may occur over multiple subchannels and/or multiple time slots, and multiple data transmissions may occur within any particular time slot. A data transmission  
20 may also occur over non-contiguous time slots.

- In the example shown in FIG. 2, data 1 transmission uses frequency subchannels 5 through 16 at time slot 2 and subchannels 7 through 16 at time slot 7, data 2 transmission uses subchannels 5 through 16 at time slots 3 and 4 and subchannels 6 through 16 at time slots 5, data 3 transmission uses  
25 subchannels 6 through 16 at time slot 6, data 4 transmission uses subchannels 7 through 16 at time slot 8, data 5 transmission uses subchannels 7 through 11 at time slot 9, and data 6 transmission uses subchannels 12 through 16 at time slot 9. Data 1 through 6 transmissions can represent transmissions of traffic data to one or more receiver units.

- 30       To provide the transmission flexibility and achieve high performance and efficiency, each frequency subchannel at each time slot for each transmit antenna may be viewed as an independent unit of transmission (a modulation symbol) that may be used to transmit any type of data such as pilot, signaling, broadcast, voice, traffic data, some other data type, or a combination thereof.

- 35       Flexibility, performance, and efficiency may further be achieved by allowing for independence among the modulation symbols, as described below. For example, each modulation symbol may be generated from a modulation

WO 02/062002

PCT/US02/02143

8

scheme (e.g., M-PSK, M-QAM, or some other scheme) that results in the best use of the resource at that particular time, frequency, and space.

#### **MIMO System**

- 5 In a terrestrial communications system (e.g., a cellular system, a broadcast system, a multi-channel multi-point distribution system (MMDS) system, and others), an RF modulated signal from a transmitter unit may reach the receiver unit via a number of transmission paths. The characteristics of the transmission paths typically vary over time due to a number of factors. If more  
10 than one transmit or receive antenna is used, and if the transmission paths between the transmit and receive antennas are linearly independent (i.e., one transmission is not formed as a linear combination of the other transmissions), which is generally true to at least an extent, then the likelihood of correctly receiving the transmitted signal increases as the number of antennas increases.  
15 Generally, as the number of transmit and receive antennas increases, diversity increases and performance improves.

- A MIMO communication system such as the one shown in FIG. 1 employs antennas at both the transmit and receive ends of the communication link. These transmit and receive antennas may be used to provide various  
20 forms of "spatial diversity", including "transmit" diversity and "receive" diversity. Spatial diversity is characterized by the use of multiple transmit antennas and one or more receive antennas. Transmit diversity is characterized by the transmission of data over multiple transmit antennas. Typically, additional processing is performed on the data transmitted from the transmit  
25 antennas to achieve the desired diversity. For example, the data transmitted from different transmit antennas may be delayed or reordered in time, coded and interleaved across the available transmit antennas, and so on. Receive diversity is characterized by the reception of the transmitted signals on multiple receive antennas, and diversity is achieved by simply receiving the  
30 signals via different signal paths.

- Spatial diversity may be used to improve the reliability of the communication link with or without increasing the link capacity. This may be achieved by transmitting or receiving data over multiple paths via multiple  
35 antennas. Spatial diversity may be dynamically selected based on the characteristics of the communication link to provide the required performance. For example, higher degree of spatial diversity may be provided for some types of communication (e.g., signaling), for some types of services (e.g., voice), for

WO 02/062002

PCT/US02/02143

9

some communication link characteristics (e.g., low SNR), or for some other conditions or considerations.

The data may be transmitted from multiple antennas and/or on multiple frequency subchannels to obtain the desired diversity. For example, data may be transmitted on: (1) one subchannel from one antenna, (2) one subchannel (e.g., subchannel 1) from multiple antennas, (3) one subchannel from all  $N_t$  antennas, (4) a set of subchannels (e.g., subchannels 1 and 2) from one antenna, (5), a set of subchannels from multiple antennas, (6) a set of subchannels from all  $N_t$  antennas, or (7) a set of channels from a set of antennas (e.g., subchannel 1 from antennas 1 and 2 at one time slot, subchannels 1 and 2 from antenna 2 at another time slot, and so on). Thus, any combination of subchannels and antennas may be used to provide antenna and frequency diversity.

In the MIMO communication system, the multi-input multi-output channel can be decomposed into a set of  $N_c$  independent spatial subchannels. The number of such spatial subchannels is less than or equal to the lesser of the number of the transmitting antennas and the number of receiving antennas (i.e.,  $N_c \leq N_t$  and  $N_c \leq N_r$ ). If  $H$  is the  $N_r \times N_t$  matrix that gives the channel response for the  $N_t$  transmit antennas and the  $N_r$  receive antennas at a specific time, and  $\underline{x}$  is the  $N_t$ -vector inputs to the channel, then the received signal can be expressed as:

$$\underline{y} = H\underline{x} + \underline{n},$$

where  $\underline{n}$  is an  $N_r$ -vector representing noise plus interference. In one embodiment, the eigenvector decomposition of the Hermitian matrix formed by the product of the channel matrix with its conjugate-transpose can be expressed as:

$$H^*H = E\Lambda E^*,$$

where the symbol "\*" denotes conjugate-transpose,  $E$  is the eigenvector matrix, and  $\Lambda$  is a diagonal matrix of eigenvalues, both of dimension  $N_t \times N_t$ .

The transmitter converts (i.e., pre-conditions) a set of  $N_t$  modulation symbols  $\underline{b}$  using the eigenvector matrix  $E$ . The transmitted modulation symbols from the  $N_t$  transmit antennas can be expressed as:

$$\underline{x} = E\underline{b}.$$

For all antennas, the pre-conditioning of the modulation symbols can be achieved by a matrix multiply operation expressed as:

WO 02/062002

PCT/US02/02143

10

$$\begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_{N_t} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_{11} & e_{12} & \dots & e_{1N_r} \\ e_{21} & e_{22} & \dots & e_{2N_r} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ e_{N_t 1} & e_{N_t 2} & \dots & e_{N_t N_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ \vdots \\ b_{N_r} \end{bmatrix} \quad \text{Eq (1)}$$

where  $b_1, b_2, \dots$  and  $b_{N_r}$  are respectively the modulation symbols for a particular frequency subchannel at transmit antennas 1, 2, ...,  $N_r$ , where each modulation symbol can be generated using, for example, M-PSK, M-QAM, and so on as described below;

5  $E$  is the eigenvector matrix related to the transmission characteristics from transmit antennas to the receive antennas; and  $x_1, x_2, \dots, x_{N_t}$  are the pre-conditioned modulation symbols, which can be expressed as:

$$\begin{aligned} x_1 &= b_1 \cdot e_{11} + b_2 \cdot e_{12} + \dots + b_{N_r} \cdot e_{1N_r}, \\ x_2 &= b_1 \cdot e_{21} + b_2 \cdot e_{22} + \dots + b_{N_r} \cdot e_{2N_r}, \text{ and} \\ x_{N_t} &= b_1 \cdot e_{N_t 1} + b_2 \cdot e_{N_t 2} + \dots + b_{N_r} \cdot e_{N_t N_r}. \end{aligned}$$

The received signal may be expressed as:

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{E}\mathbf{b} + \mathbf{n},$$

15 The receiver performs a channel-matched-filter operation, followed by multiplication by the right eigenvectors. The result of the channel-matched-filter operation is the vector  $\mathbf{z}$ , which can be expressed as:

$$\mathbf{z} = \mathbf{E}^* \mathbf{H}^* \mathbf{H} \mathbf{E} \mathbf{b} + \mathbf{E}^* \mathbf{H}^* \mathbf{n} = \mathbf{\Lambda} \mathbf{b} + \mathbf{\hat{n}},$$

where the new noise term has covariance that can be expressed as:

$$20 \quad E(\mathbf{\hat{n}}\mathbf{\hat{n}}^H) = E(\mathbf{E}^* \mathbf{H}^* \mathbf{n} \mathbf{n}^H \mathbf{H} \mathbf{E}) = \mathbf{E}^* \mathbf{H}^* \mathbf{H} \mathbf{E} = \mathbf{\Lambda},$$

i.e., the noise components are independent and have variance given by the eigenvalues. The SNR of the  $i^{\text{th}}$  component of  $\mathbf{z}$  is  $\lambda_i$ , the  $i^{\text{th}}$  diagonal element of  $\mathbf{\Lambda}$ .

25 An embodiment of the MIMO processing is described in further detail below and in U.S. Patent Application Serial No. 09/532,491, entitled "HIGH EFFICIENCY, HIGH PERFORMANCE COMMUNICATIONS SYSTEM EMPLOYING MULTICARRIER MODULATION," filed March 22, 2000,

WO 02/062002

PCT/US02/02143

11

assigned to the assignee of the present application and incorporated herein by reference.

Each of the  $N_c$  spatial subchannels in the MIMO channel as described in the above embodiment is also referred to as an eigenmode if these channels are independent of each other. For the MIMO mode, one modulation symbol can be transmitted on each of the eigenmodes in each frequency subchannel. Since the SNR may be different for each eigenmode, the number of bits that may be transmitted over each eigenmode may also be different. As noted above, each eigenmode of each frequency subchannel is also referred to as a transmission channel.

In other embodiments, the spatial subchannels can be created differently. For example, a spatial subchannel can be defined as the transmissions from one transmitter antenna to all of the receiver antennas.

As used herein, the MIMO mode includes full channel state information (full-CSI) and partial-CSI processing modes. For both full-CSI and partial-CSI, additional transmission paths are provided via spatially separable subchannels. Full-CSI processing utilizes eigenmodes, as described above. Partial-CSI processing does not utilize eigenmodes, and may involve providing to the transmitter unit (e.g., via feeding back on the reverse link) the SNR for each transmission channel (i.e., receive diversity port), and coding accordingly based on the received SNR.

A number of formulations may be utilized at the receiver unit to provide the requisite information for partial-CSI, including linear and non-linear forms of zero-forcing, channel correlation matrix inversion (CCMI), and minimum mean square error (MMSE), as is known in the art. For example, the derivation of SNRs for a non-linear zero-forcing (partial-CSI) MIMO case is described by P.W. Wolniansky *et al.* in a paper entitled "V-BLAST: An Architecture for Realizing Very High Data Rates Over the Rich-Scattering Wireless Channel," Proc. IEEE ISSSE-98, Pisa, Italy, Sept. 30, 1998, and incorporated herein by reference. The eigenvalues from a MIMO formulation are related to the SNRs of the eigenmodes for the full-CSI case. Non-MIMO cases can use an assortment of methods, as is known in the art.

Each transmission channel is associated with a SNR that may be known to both the transmitter and receiver. In this case, the modulation and coding parameters of each modulation symbol can be determined based on the SNR of the corresponding transmission channel. This allows for efficient use of the available frequency subchannels and eigenmodes.

WO 02/062002

PCT/US02/02143

12

Table 1 lists the number of information bits that may be transmitted in each modulation symbol for a particular level of performance (e.g., 1% frame-error rate, or % FER) for various SNR ranges. For each SNR range, Table 1 also lists a particular modulation scheme selected for use with that SNR range, the number of coded bits that may be transmitted for each modulation symbol for the selected modulation scheme, and the coding rate used to obtain the required number of coded bits/modulation symbol given the supported number of information bits/modulation symbol.

Table 1 lists one combination of modulation scheme and coding rate for each SNR range. The supported bit rate for each transmission channel may be achieved using any one of a number of possible combinations of coding rate and modulation scheme. For example, one information bit per symbol may be achieved using (1) a coding rate of 1/2 and QPSK modulation, (2) a coding rate of 1/3 and 8-PSK modulation, (3) a coding rate of 1/4 and 16-QAM, or (4) some other combination of coding rate and modulation scheme. In Table 1, QPSK, 16-QAM, and 64-QAM are used for the listed SNR ranges. Other modulation schemes such as 8-PSK, 32-QAM, 128-QAM, and so on, may also be employed and are within the scope of the invention.

Table 1

SNR Range	# of Information Bits/Symbol	Modulation Symbol	# of Coded Bits/Symbol	Coding Rate
1.5 - 4.4	1	QPSK	2	1/2
4.4 - 6.4	1.5	QPSK	2	3/4
6.4 - 8.35	2	16-QAM	4	1/2
8.35 - 10.4	2.5	16-QAM	4	5/8
10.4 - 12.3	3	16-QAM	4	3/4
12.3 - 14.15	3.5	64-QAM	6	7/12
14.15 - 15.55	4	64-QAM	6	2/3
15.55 - 17.35	4.5	64-QAM	6	3/4
> 17.35	5	64-QAM	6	5/6

20

For clarity, various aspects of the invention are described for an OFDM system and, in many instances, for an OFDM system operating in a MIMO mode. However, the encoding and processing techniques described herein may generally be applied to various communication systems such as, for example, (1) an OFDM system operating without MIMO, (2) a MIMO system operating without OFDM (i.e., operating based on a single frequency

25

WO 02/062002

PCT/US02/02143

13

subchannel, i.e., a single RF carrier, but multiple spatial subchannels), (3) a MIMO system operating with OFDM, and (4) others. OFDM is simply one technique for subdividing a wideband channel into a number of orthogonal frequency subchannels.

5

#### Encoding

FIG. 3A is a block diagram of an embodiment of a parallel concatenated convolutional encoder 114x, which is often referred to as a Turbo encoder. Turbo encoder 114x represents one implementation of the forward error correction (FEC) portion of encoder 114 in FIG. 1 and may be used to encode data for transmission over one or more transmission channels.

The encoding within encoder 114 may include error correction coding or error detection coding, or both, which are used to increase the reliability of the link. The encoding may include, for example, cyclic redundancy check (CRC) coding, convolutional coding, Turbo coding, Trellis coding, block coding (e.g., Reed-Solomon coding), other types of coding, or a combination thereof. For a wireless communication system, a packet of data may be initially encoded with a particular CRC code, and the CRC bits are appended to the data packet. Additional overhead bits may also be appended to the data packet to form a formatted data packet, which is then encoded with a convolutional or Turbo code. As used herein, "information bits" refer to bits provided to the convolutional or Turbo encoder, including transmitted data bits and bits used to provide error detection or correction capability for the transmitted bits.

As shown in FIG. 3A, Turbo encoder 114x includes two constituent encoders 312a and 312b, and a code interleaver 314. Constituent encoder 312a receives and encodes the information bits,  $x$ , in accordance with a first constituent code to generate a first sequence of tail and parity bits,  $y$ . Code interleaver 314 receives and interleaves the information bits in accordance with a particular interleaving scheme. Constituent encoder 312b receives and encodes the interleaved bits in accordance with a second constituent code to generate a second sequence of tail and parity bits,  $z$ . The information bits, tail bits, and parity bits from encoders 312a and 312b are provided to the next processing element (channel interleaver 116).

FIG. 3B is a diagram of an embodiment of a Turbo encoder 114y, which is one implementation of Turbo encoder 114x and may also be used within encoder 114 in FIG. 1. In this example, Turbo encoder 114y is a rate 1/3 encoder that provides two parity bits,  $y$  and  $z$ , for each information bit  $x$ .

WO 02/062002

PCT/US02/02143

14

In the embodiment shown in FIG. 3B, each constituent encoder 322 of Turbo encoder 114y implements the following transfer function for the constituent code:

$$G(D) = \begin{bmatrix} 1 & \frac{n(D)}{d(D)} \end{bmatrix},$$

5 where

$$n(D) = 1 + D + D^2, \text{ and}$$

$$d(D) = 1 + D^7 + D^8$$

Other constituent codes may also be used and are within the scope of the invention.

Each constituent encoder 322 includes a number of series coupled delay elements 332, a number of modulo-2 adders 334, and a switch 336. Initially, the states of delay elements 332 are set to zeros and switch 336 is in the up position. Then, for each information bit in a data packet, adder 334a performs modulo-2 addition of the information bit with the output bit from adder 334c and provides the result to delay element 332a. Adder 334b receives and performs modulo-2 addition of the bits from adder 334a and delay elements 332a and 332c, and provides the parity bit y. Adder 334c performs modulo-2 addition of the bits from delay elements 332b and 332c.

After all N information bits in the data packet have been encoded, switch 336 is moved to the down position and three zero ("0") bits are provided to the constituent encoder 322a. Constituent encoder 322a then encodes the three zero bits and provides three tail systematic bits and three tail parity bits.

For each packet of N information bits, constituent encoder 322a provides N information bits x, the first three tail systematic bits, N parity bits y, and the first three tail parity bits, and constituent encoder 322b provides the second three tail systematic bits, N parity bits z, and the last three tail parity bits. For each packet, encoder 114y provides N information bits, six tail systematic bits, N+3 parity bits from encoder 322a, and N+3 parity bits from encoder 322b.

Code interleaver 314 may implement any one of a number of interleaving schemes. In one specific interleaving scheme, the N information bits in the packet are written, by row, into a  $2^n$ -row by  $2^n$ -column array, where n is the smallest integer such that  $N \leq 2^{2n}$ . The rows are then shuffled according to a bit-reversal rule. For example, row 1 ("00001") is swapped with row 16 ("10000"), row 3 ("00011") is swapped with row 24 ("11000"), and so on. The bits



WO 02/062002

PCT/US02/02143

15

within each row are then permuted (i.e., rearranged) according to a row-specific linear congruential sequence (LCS). The LCS for row  $k$  may be defined as  $x_i(i+1) = [x_i(i) + c_k] \bmod 2^n$ , where  $i = 0, 1, \dots, 2^n-1$ ,  $x_i(0) = c_k$ , and  $c_k$  is a specific value selected for each row and is further dependent on the value for  $n$ . For permutation in each row, the  $i^{\text{th}}$  bit in the row is placed in location  $x(i)$ . The bits in code interleaver 314 are then read out by column.

The above LCS code interleaving scheme is described in further detail in commonly assigned U.S. Patent Application Serial No. 09/205,511, entitled "TURBO CODE INTERLEAVER USING LINEAR CONGRUENTIAL SEQUENCES," filed December 4, 1998, and in a document entitled "C.S0002-A-1 Physical Layer Standard for cdma2000 Spread Spectrum Systems" (hereinafter referred to as the cdma2000 standard), both of which are incorporated herein by reference.

Other code interleaver may also be used and are within the scope of the invention. For example, a random interleaver or a symmetrical-random (S-random) interleaver may also be used instead of the linear congruential sequence interleaver described above.

For clarity, the data coding is specifically described based on a Turbo code. Other coding schemes may also be used and are within the scope of the invention. For example, the data may be coded with a convolutional code, a block code, a concatenated code comprised of a combination of block, convolutional, and/or Turbo codes, or some other code. The data may be coded in accordance with a "base" code, and the coded bits may thereafter be processed (e.g., punctured) based on the capabilities of the transmission channels used to transmit the data.

#### Channel Interleaving

Referring back to FIG. 1, the coded bits from encoder 114 are interleaved by channel interleaver 116 to provide temporal and frequency diversity against deleterious path effects (e.g., fading). Moreover, since coded bits are subsequently grouped together to form non-binary symbols that are then mapped to modulation symbols, the interleaving further ensures that the coded bits that form each modulation symbol are not located close to each other (temporally). For static additive white Gaussian noise (AWGN) channels, the channel interleaving is less critical when a Turbo encoder is also employed, since the code interleaver effectively performs similar functions.

Various interleaving schemes may be used for the channel interleaver. In one interleaving scheme, the coded bits (i.e., the information, tail, and parity

WO 02/062002

PCT/US02/02143

16

bits) for each packet are written (linearly) to rows of memory. The bits in each row may then be permuted (i.e., rearranged) based on (1) a bit-reversal rule, (2) a linear congruential sequence (such as the one described above for the code interleaver), (3) a randomly generated pattern, (4) or a permutation pattern generated in some other manner. The rows are also permuted in accordance with a particular row permutation pattern. The permuted coded bits are then retrieved from each column and provided to puncturer 117.

In an embodiment, the channel interleaving is performed individually for each bit stream in a packet. For each packet, the information bits  $x$ , the tail and parity bits  $y$  from the first constituent encoder, and the tail and parity bits  $z$  from the second constituent encoder may be interleaved by three separate interleavers, which may employ the same or different channel interleaving schemes. This separate interleaving allows for flexible puncturing on the individual bit streams.

The interleaving interval may be selected to provide the desired temporal and frequency diversity. For example, coded bits for a particular time period (e.g., 10 msec, 20 msec, or some other) and/or for a particular number of transmission channels may be interleaved.

#### 20 Puncturing

As noted above, for an OFDM communication system, the number of information bits that may be transmitted for each modulation symbol is dependent on the SNR of the transmission channel used to transmit the modulation symbol. And for an OFDM system operated in the MIMO mode, the number of information bits that may be transmitted for each modulation symbol is dependent on the SNR of the frequency subchannel and spatial subchannel used to transmit the modulation symbol.

In accordance with an aspect of the invention, a number of coding/puncturing schemes may be used to generate the coded bits (i.e., information, tail, and parity bits) for transmission. In a first coding/puncturing scheme, a particular base code and common puncturing is applied for all transmission channels. In a second coding/puncturing scheme, the same base code but variable puncturing is applied for the transmission channels. The variable puncturing is dependent on the SNR of the transmission channels.

FIG. 4A is a flow diagram of an embodiment for generating the required coded bits for a data transmission, which employs the base code and common puncturing scheme. Initially, the SNR for each transmission channel (i.e., each eigenmode of each frequency subchannel) is determined, at step 412. For an

WO 02/062002

PCT/US02/02143

17

OFDM system not operated in the MIMO mode, only one eigenmode is supported and thus only one SNR is determined for each frequency subchannel. The SNR for each transmission channel may be determined based on the transmitted pilot reference or via some other mechanism.

5 At step 414, the number of information bits per modulation symbol supported by each transmission channel is determined based on its SNR. A table that associates a range of SNR with each specific number of information bits/modulation symbol, such as Table 1, may be used. However, finer quantization than the 0.5-bit step size for the information bits shown in Table 1 may be used. A modulation scheme is then selected for each transmission

10 channel such that the number of information bits/modulation symbol can be transmitted, at step 416. The modulation scheme may also be selected to take into account other factors (e.g., coding complexity), as described in further detail below.

15 At step 418, the total number of information bits that may be transmitted in each time slot for all transmission channels is determined. This can be achieved by summing the number of information bits/modulation symbol determined for all transmission channels. Similarly, the total number of coded bits that may be transmitted in each time slot for all transmission channels is

20 determined, at step 420. This can be achieved by determining the number of coded bits/modulation symbol for each modulation scheme selected in step 416, and summing the number of coded bits for all transmission channels.

At step 422, the total number of information bits determined in step 418 is encoded with a particular encoder. If a Turbo encoder is used, the tail bits

25 and parity bits generated by the encoder are punctured to obtain the total number of coded bits determined in step 420. The unpunctured coded bits are then grouped into non-binary symbols, which are then mapped to modulation symbols for the transmission channels, at step 426.

The first coding/puncturing scheme is relatively simple to implement

30 since the same base code and puncturing scheme are used for all transmission channels. The modulation symbol for each transmission channel represents a point in a signal constellation corresponding to the modulation scheme selected for that transmission channel. If the distribution of the SNR for the transmission channels is widespread, the distance between the constellation

35 points relative to the noise variance for different signal constellations will vary widely. This may then impact the performance of the system.

FIG. 4B is a flow diagram of an embodiment for generating the required coded bits for a data transmission, which employs the same base code but

WO 02/062002

PCT/US02/02143

18

variable puncturing scheme. Initially, the SNR for each transmission channel is determined, at step 432. In an embodiment, transmission channels with insufficient SNR are omitted from use for data transmission (i.e., no data is transmitted on poor transmission channels). The number of information bits per modulation symbol supported by each transmission channel is then determined based on its SNR, at step 434. A modulation scheme is next selected for each transmission channel such that the number of information bits/modulation symbol can be transmitted, at step 436. Steps 432, 434, and 436 in FIG. 4B correspond to steps 412, 414, and 416 in FIG. 4A.

At step 438, the transmission channels belonging to the same SNR range are grouped into a segment. Alternatively, ranges can be defined for the number of information bits per modulation symbol (e.g., range 1 covering 1.0 to 1.5 information bits/modulation symbol, range 2 covering 1.5 to 2.0 information bits/modulation symbol, and so on). In this case, transmission channels having number of information bits per modulation symbol within the same range are grouped into a segment.

Each segment includes  $K_i$  transmission channels, where  $K_i$  can be any integer one or greater. The total number of information bits and total number of coded bits that can be transmitted in each segment are then determined, at step 440. For example, segment  $i$  may include  $K_i$  transmission channels, each of which may support transmission of  $N_i$  information bits/modulation symbol and  $P_i$  tail and parity bits/modulation symbol. For each time slot, the total number of information bits that may be transmitted in segment  $i$  can be computed as  $K_i N_i$ , the total number of tail and parity bits that may be transmitted can be computed as  $K_i P_i$ , and the total number of coded bits may be computed as  $K_i(N_i + P_i)$ .

At step 442, the information bits to be transmitted in each time slot for all segments, which may be computed as  $\sum_i K_i N_i$ , are encoded with a particular encoder (e.g., a rate 1/3 Turbo encoder such as the one shown in FIG. 3B). At step 444,  $N_i$  information bits and  $N_i/R$  parity and tail bits are assigned to each transmission channel of segment  $i$ , where  $R$  is the coding rate of the encoder. The  $N_i/R$  parity and tail bits are then punctured to obtain the  $P_i$  parity and tail bits required for each transmission channel of the segment, at step 446. At step 448, the  $N_i$  information bits and the  $P_i$  parity and tail bits for each transmission channel of segment  $i$  are mapped to a modulation symbol for the transmission channel.

WO 02/062002

PCT/US02/02143

19

The second coding/puncturing scheme may provide improved performance over the first scheme, especially if the distribution of SNR for the transmission channels is widespread. Since different modulation schemes and coding rate may be used for different transmission channels, the number of bits transmitted on each transmission channel is typically communicated from the receiver to the transmitter on the reverse link.

Table 1 shows the quantization of the number of information bits/modulation symbol using 0.5-bit step size. The quantization granularity may be reduced (i.e., to be finer than 0.5-bit) if each segment (and not each transmission channel) is required to support an integer number of information bits. If  $K_i N_i$  is required to be an integer, a larger integer value for  $K_i$  allows for a smaller step size for  $N_i$ . The quantization granularity may be further reduced if the quantization is allowed to be carried from segment to segment. For example, if one bit needs to be rounded-off in one segment, one bit may be rounded-up in the next segment, if appropriate. The quantization granularity may also be reduced if the quantization is allowed to be carried over multiple time slots.

To support an OFDM system (especially one operated in the MIMO mode) whereby different SNR may be achieved for the transmission channels, a flexible puncturing scheme may be used in conjunction with a common base encoder (e.g., a rate 1/3 Turbo encoder) to achieve the necessary coding rates. This flexible puncturing scheme may be used to provide the necessary number of tail and parity bits for each segment. For a high coding rate in which more tail and parity bits are punctured than retained, the puncturing may be efficiently achieved by retaining the required number of tail and parity bits as they are generated by the encoder and discarding the others.

As an example, a segment may include 20 16-QAM modulation symbols and has a SNR that supports transmission of 2.75 information bits/modulation symbol. For this segment, 55 information bits ( $55 = 20 \times 2.75$ ) may be transmitted in 20 modulation symbols. Each 16-QAM modulation symbol is formed with four coded bits, and 80 coded bits are needed for 20 modulation symbols. The 55 information bits may be encoded with a rate 1/3 encoder to generate 122 tail and parity bits and 55 information bits. These 122 tail and parity bits may be punctured to provide the 35 tail and parity bits required for the segment, which in combination with the 55 information bits comprise the 80 coded bits.

Referring back to FIG. 1, puncturer 117 receives the interleaved information and parity bits from channel interleaver 116, punctures (i.e.,

WO 02/062002

PCT/US02/02143

20

deletes) some of the tail and parity bits to achieve the desired coding rate(s), and multiplexes the unpunctured information, tail, and parity bits into a sequence of coded bits. The information bits (which are also referred to as systematic bits) may also be punctured along with the tail and parity bits, and this is within the scope of the invention.

FIG. 3C is a diagram of an embodiment of a puncturer 117x, which may be used to provide variable puncturing of coded bits. Puncturer 117x is one implementation of puncturer 117 in FIG. 1. Using a set of counters, puncturer 117x performs puncturing to retain P tail and parity bits out of Q tail and parity bits generated by the encoder for segment i.

Within puncturer 117x, the interleaved tail and parity bits  $y_{prt}$  and  $z_{prt}$  from the two constituent encoders of the Turbo encoder are provided to two inputs of a switch 342. Switch 342 provides either the  $y_{prt}$  tail and parity bits or the  $z_{prt}$  tail and parity bits to line 343, depending on a control signal from a toggle unit 348. Switch 342 ensures that the tail and parity bits from the two constituent encoders are evenly selected by alternating between the two tail and parity bit streams.

A first counter 352 performs modulo-Q addition and wraps around after its content reaches beyond Q-1. A second counter 354 counts (by one) the Q tail and parity bits. For each segment, both counters 352 and 354 are initially set to zero, switch 342 is in the up position, and the first tail or parity bit  $y_{prt}$  is provided from multiplexer 346 by closing a switch 344 and appropriately controlling the multiplexer. For each subsequent clock cycle, counter 352 is incremented by P and counter 354 is incremented by one. The value of counter 352 is provided to a decision unit 356. If counter 352 experiences a modulo-Q operation (i.e., the content of counter 352 wraps around), the tail or parity bit on line 343 is provided through switch 344 to multiplexer 346, which then provides the tail or parity bit as an output coded bit. Each time a tail or parity bit is provided from multiplexer 346, toggle unit 348 toggles the state of the control signal, and the other tail and parity bit stream is provided to line 343. The process continues until all Q tail and parity bits in the segment are exhausted, as indicated by comparison unit 356.

Other puncturing patterns may also be used and are within the scope of the invention. To provide good performance, the number of tail and parity bits to be punctured should be balanced between the two constituent codes (i.e., approximately equal number of  $y_{prt}$  and  $z_{prt}$  tail and parity bits are selected) and the unpunctured bits should be distributed relatively evenly over the code block for each segment.

WO 02/062002

PCT/US02/02143

21

In certain instances, the number of information bits may be less than the capacity of the transmission channels. In such instances, the available and unfilled bit positions may be filled with zero padding, by repeating some of the coded bits, or by some other scheme. The transmit power may also be reduced  
 5 for some schemes.

#### Gray Mapping

In an embodiment, for each modulation scheme (e.g., QPSK, 16-QAM, 64-QAM, and so on) selected for use, the points in the signal constellation for the modulation scheme are defined using Gray mapping. The Gray mapping  
 10 reduces the number of bit errors for more likely error events, as described in further detail below.

FIG. 5 is a diagram of a signal constellation for 16-QAM and a specific Gray mapping scheme. The signal constellation for 16-QAM includes 16 points, each of which is associated with a specific 4-bit value. For Gray mapping, the 4-bit values are associated with the points in the signal constellation such that the values for adjacent points (in the horizontal or vertical direction) differ by only one bit position. The values for points further away differ by more bit positions (e.g., the values for adjacent points in the diagonal direction differ by two bit positions).  
 15 20

Each group of four coded bits ( $b_3, b_2, b_1, b_0$ ) is mapped to a specific point in the signal constellation associated with the same value as that of the four coded bits. For example, a value of ("0111") for the four coded bits is mapped to a point 512 in the signal constellation. This point then represents the modulation symbol for the four coded bits. For 16-QAM, each modulation symbol represents a specific one of the 16 points in the signal constellation, with the specific point being determined by the value of the four coded bits. Each modulation symbol can be expressed as a complex number ( $c + jd$ ) and provided to the next processing element (i.e., MIMO processor 120 in FIG. 1).  
 25

At the receiver unit, the modulation symbols are received in the presence of noise and typically do not map to the exact location in the signal constellation. For the above example, the received modulation symbol for the transmitted coded bits ("0111") may not map to point 512 at the receiver unit. The noise may have caused the received modulation symbol to be mapped to another location in the signal constellation. Typically, there is greater likelihood of the received modulation symbol being mapped to a location near the correct location (e.g., near the points for "0101", "0011", "0110", or "1111"). Thus, the more likely error event is a received modulation symbol being  
 30

WO 02/062002

PCT/US02/02143

22

erroneously mapped to a point adjacent to the correct point. And since adjacent points in the signal constellation have values that differ by only one bit position, the Gray mapping reduces the number of error bits for more likely error events.

- 5 FIG. 5 shows a specific Gray mapping scheme for the 16-QAM signal constellation. Other Gray mapping schemes may also be used and are within the scope of the invention. The signal constellations for other modulation schemes (e.g., 8-PSK, 64-QAM, and so on) may also be mapped with similar or other Gray mapping schemes. For some modulation schemes such as 32-QAM  
10 and 128-QAM, a partial Gray mapping scheme may be used if a full Gray mapping scheme is not possible. Also, mapping schemes not based on Gray mapping may also be used and are within the scope of the invention.

#### MIMO Processing

- 15 FIG. 6 is a block diagram of an embodiment of a MIMO processor 120x, which is one implementation of MIMO processor 120 in FIG. 1. The modulation symbols may be transmitted on multiple frequency subchannels and possibly from multiple transmit antennas. When operating in the MIMO mode, the transmission on each frequency subchannel and from each transmit  
20 antenna represents non-duplicated data.

- Within MIMO processor 120x, a demultiplexer (DEMUX) 610 receives and demultiplexes the modulation symbols into a number of subchannel symbol streams,  $S_1$  through  $S_{N_t}$ , one subchannel symbol stream for each frequency subchannel used to transmit the symbols. Each subchannel symbol  
25 stream is then provided to a respective subchannel MIMO processor 612.

- Each subchannel MIMO processor 612 may further demultiplex the received subchannel symbol stream into a number of (up to  $N_r$ ) symbol sub-streams, one symbol sub-stream for each antenna used to transmit the modulation symbols. When the OFDM system is operated in the MIMO mode,  
30 each subchannel MIMO processors 612 pre-conditions the (up to)  $N_r$  modulation symbols in accordance with equation (1) described above to generate pre-conditioned modulation symbols, which are subsequently transmitted. In the MIMO mode, each pre-conditioned modulation symbol for a particular frequency subchannel of a particular transmit antenna represents a  
35 linear combination of (weighted) modulation symbols for up to  $N_t$  transmit antennas. Each of the (up to)  $N_r$  modulation symbols used to generate each pre-conditioned modulation symbol may be associated with a different signal constellation.



WO 02/062002

PCT/US02/02143

23

For each time slot, (up to)  $N_t$  pre-conditioned modulation symbols may be generated by each subchannel MIMO processor 612 and provided to (up to)  $N_t$  symbol combiners 616a through 616t. For example, subchannel MIMO processor 614a assigned to frequency subchannel 1 may provide up to  $N_t$  pre-conditioned modulation symbols for frequency subchannel 1 of antennas 1 through  $N_t$ . Similarly, subchannel MIMO processor 612l assigned to frequency subchannel L may provide up to  $N_t$  symbols for frequency subchannel L of antennas 1 through  $N_t$ . Each combiner 616 receives the pre-conditioned modulation symbols for the L frequency subchannels, combines the symbols for each time slot into a modulation symbol vector,  $V$ , and provides the modulation symbol vector to the next processing stage (i.e., modulator 122).

MIMO processor 120x thus receives and processes the modulation symbols to provide  $N_t$  modulation symbol vectors,  $V_1$  through  $V_{N_t}$ , one modulation symbol vector for each transmit antenna. The collection of L pre-conditioned modulation symbols for each time slot of each antenna form a modulation symbol vector  $V$  of dimensionality L. Each element of the modulation symbol vector  $V$  is associated with a specific frequency subchannel having a unique subcarrier on which the modulation symbol is conveyed. The collection of the L modulation symbols are all orthogonal to one another. If not operating in a "pure" MIMO mode, some of the modulation symbol vectors may have duplicate information on specific frequency subchannels for different transmit antennas.

Subchannel MIMO processor 612 may be designed to provide the necessary processing to implement full channel state information (full-CSI) or partial-CSI processing for the MIMO mode. Full CSI includes sufficient characterization of the propagation path (i.e., amplitude and phase) between all pairs of transmit and receive antennas for each frequency subchannel. Partial CSI may include, for example, the SNR of the spatial subchannels. The CSI processing may be performed based on the available CSI information and on the selected frequency subchannels, transmit antennas, and so on. The CSI processing may also be enabled and disabled selectively and dynamically. For example, the CSI processing may be enabled for a particular data transmission and disabled for some other data transmissions. The CSI processing may be enabled under certain conditions, for example, when the communication link has adequate SNR. Full-CSI and partial-CSI processing is described in further detail in the aforementioned U.S. Patent Application Serial No. 09/532,491.

FIG. 6 also shows an embodiment of modulator 122. The modulation symbol vectors  $V_1$  through  $V_{N_t}$  from MIMO processor 120x are provided to

WO 02/062002

PCT/US02/02143

24

modulators 114a through 114t, respectively. In the embodiment shown in FIG. 6, each modulator 114 includes an IFFT 620, cycle prefix generator 622, and an upconverter 624.

IFFT 620 converts each received modulation symbol vector into its time-domain representation (which is referred to as an OFDM symbol) using the inverse fast Fourier transform (IFFT). IFFT 620 can be designed to perform the IFFT on any number of frequency subchannels (e.g., 8, 16, 32, and so on). In an embodiment, for each modulation symbol vector converted to an OFDM symbol, cycle prefix generator 622 repeats a portion of the time-domain representation of the OFDM symbol to form a transmission symbol for the specific antenna. The cyclic prefix insures that the transmission symbol retains its orthogonal properties in the presence of multipath delay spread, thereby improving performance against deleterious path effects. The implementation of IFFT 620 and cycle prefix generator 622 is known in the art and not described in detail herein.

The time-domain representations from each cycle prefix generator 622 (i.e., the "transmission" symbols for each antenna) are then processed by upconverter 624, converted into an analog signal, modulated to a RF frequency, and conditioned (e.g., amplified and filtered) to generate an RF modulated signal, which is then transmitted from the respective antenna 124.

OFDM modulation is described in further detail in a paper entitled "Multicarrier Modulation for Data Transmission: An Idea Whose Time Has Come," by John A.C. Bingham, IEEE Communications Magazine, May 1990, which is incorporated herein by reference.

For an OFDM system not operated in the MIMO mode, MIMO processor 120 may be removed or disabled and the modulation symbols may be grouped into the modulation symbol vector  $V$  without any pre-conditioning. This vector is then provided to modulator 122. And for an OFDM system operated with transmit diversity (and not in the MIMO mode), demultiplexer 614 may be removed or disabled and the (same) pre-conditioned modulation symbols are provided to (up to)  $N_t$  combiners.

As shown in FIG. 2, a number of different transmissions (e.g., voice, signaling, data, pilot, and so on) may be transmitted by the system. Each of these transmissions may require different processing.

FIG. 7 is a block diagram of an embodiment of a system 110y capable of providing different processing for different transmissions. The aggregate input data, which includes all information bits to be transmitted by system 110y, is provided to a demultiplexer 710. Demultiplexer 710 demultiplexes the input

WO 02/062002

PCT/US02/02143

25

data into a number of ( $K$ ) channel data streams,  $B_1$  through  $B_K$ . Each channel data stream may correspond to, for example, a signaling channel, a broadcast channel, a voice call, or a traffic data transmission. Each channel data stream is provided to a respective encoder/channel interleaver/puncturer/symbol mapping element 712 that encodes the data using a particular encoding scheme selected for that channel data stream, interleaves the encoded data based on a particular interleaving scheme, punctures the interleaved code bits, and maps the interleaved data into modulation symbols for the one or more transmission channels used for transmitting that channel data stream.

10 The encoding can be performed on a per channel basis (i.e., on each channel data stream, as shown in FIG. 7). However, the encoding may also be performed on the aggregate input data (as shown in FIG. 1), on a number of channel data streams, on a portion of a channel data stream, across a set of frequency subchannels, across a set of spatial subchannels, across a set of frequency subchannels and spatial subchannels, across each frequency subchannel, on each modulation symbol, or on some other unit of time, space, and frequency.

The modulation symbol stream from each encoder/channel interleaver/puncturer/symbol mapping element 712 may be transmitted on one or more frequency subchannels and via one or more spatial subchannels of each frequency subchannel. A MIMO processor 120y receives the modulation symbol streams from elements 712. Depending on the mode to be used for each modulation symbol stream, MIMO processor 120y may demultiplex the modulation symbol stream into a number of subchannel symbol streams. In the embodiment shown in FIG. 7, modulation symbol stream  $S_1$  is transmitted on one frequency subchannel and modulation symbol stream  $S_k$  is transmitted on  $L$  frequency subchannels. The modulation stream for each frequency subchannel is processed by a respective subchannel MIMO processor, demultiplexed, and combined in similar manner as that described in FIG. 6 to form a modulation symbol vector for each transmit antenna.

30 In general, the transmitter unit codes and modulates data for each transmission channel based on information descriptive of the channel's transmission capability. This information is typically in the form of partial-CSI or full-CSI described above. The partial or full-CSI for the transmission channels to be used for a data transmission is typically determined at the receiver unit and reported back to the transmitter unit, which then uses the information to code and modulate data accordingly. The techniques described herein are applicable for multiple parallel transmission channels supported by

WO 02/062002

PCT/US02/02143

26

MIMO, OFDM, or any other communication scheme (e.g., a CDMA scheme) capable of supporting multiple parallel transmission channels.

#### Demodulation and Decoding

FIG. 8 is a block diagram of an embodiment of a decoding portion of system 150. For this embodiment, a Turbo encoder is used to encode the data prior to transmission. A Turbo decoder is correspondingly used to decode the received modulation symbols.

As shown in FIG. 8, the received modulation symbols are provided to a bit log-likelihood ratio (LLR) calculation unit 158x, which calculates the LLRs of the bits that make up each modulation symbol. Since a Turbo decoder operates on LLRs (as opposed to bits), bit LLR calculation unit 158x provides an LLR for each received coded bit. The LLR for each received coded bit is the logarithm of the probability that the received coded bit is a zero divided by the probability that the received coded bit is a one.

As described above,  $M$  coded bits ( $b_1, b_2, \dots, b_M$ ) are grouped to form a single non-binary symbol  $S$ , which is then mapped to a modulation symbol  $T(S)$  (i.e., modulated to a high-order signal constellation). The modulation symbol is processed, transmitted, received, and further processed to provide a received modulation symbol  $R(S)$ . The LLR of coded bit  $b_m$  in the received modulation symbol can be computed as:

$$\begin{aligned} LLR(b_m) &= \log \left( \frac{P(b_m=0)}{P(b_m=1)} \right) \\ &= \log(P(R(S) | b_m=0)) - \log(P(R(S) | b_m=1)) \quad \text{Eq. (2)} \\ &= \log \left( \sum_{T(S) \in \mathcal{S}_m=0} P(R(S) | T(S)) \right) - \log \left( \sum_{T(S) \in \mathcal{S}_m=1} P(R(S) | T(S)) \right) \end{aligned}$$

where  $P(R(S) | b_m=0)$  is the probability of bit  $b_m$  being a zero based on the received symbol  $R(S)$ . Approximations may also be used in computing the LLRs.

De-puncturer 159 then inserts "erasures" for code bits that have been deleted (i.e., punctured) at the transmitter. The erasures typically have a value of zero ("0"), which is indicative of the punctured bit being equally likely to be a zero or a one.

From equation (2), it can be noted that the LLRs for the received coded bits within a modulation symbol tend to be correlated. This correlation can be

WO 02/062002

PCT/US02/02143

27

broken up by interleaving the coded bits prior to modulation. As shown in FIG. 1, the channel interleaving advantageously performs the decorrelation of the coded bits in each modulation symbol.

The coded bit LLRs are provided to a channel deinterleaver 160 and  
 5 deinterleaved in a manner complementary to the channel interleaving performed at the transmitter. The channel deinterleaved LLRs corresponding to the received information, tail, and parity bits are then provided to a Turbo decoder 162x.

Turbo decoder 162x includes summers 810a and 810b, decoders 812a and  
 10 812b, a code interleaver 814, a code deinterleaver 816, and a detector 818. In an embodiment, each decoder 812 is implemented as a soft-input/soft-output (SISO) maximum a posteriori (MAP) decoder.

Summer 810a receives and sums the LLRs of the received information bits,  $LLR(x')$ , and the extrinsic information from deinterleaver 816 (which is set  
 15 to zeros on the first iteration), and provides refined LLRs. The refined LLRs are associated with greater confidence in the detected values of the received information bits.

Decoder 812a receives the refined LLRs from summer 810a and the LLRs of the received tail and parity bits from the first constituent encoder,  $LLR(y')$ ,  
 20 and decodes the received LLRs to generate extrinsic information indicative of corrections in the probability values for the received information bits. The extrinsic information from decoder 812a are summed with the received information bit LLRs by summer 810b, and the refined LLRs are stored to code interleaver 814. Code interleaver 814 implements the same code interleaving  
 25 used at the Turbo encoder (e.g., the same as code interleaver 314 in FIG. 3B).

Decoder 812b receives the interleaved LLRs from interleaver 814 and the LLRs of the received tail and parity bits from the second constituent encoder,  $LLR(z')$ , and decodes the received LLRs to generate extrinsic information  
 30 indicative of further corrections in the probability values for the received information bits. The extrinsic information from decoder 812b is stored to code deinterleaver 816, which implements a deinterleaving scheme complementary to the interleaving scheme used for interleaver 814.

The decoding of the received coded bit LLRs is iterated a number of times. With each iteration, greater confidence is gained for the refined LLRs.  
 35 After all the decoding iterations have been completed, the final refined LLRs are provided to detector 818, which provides values for the received information bits based on the LLRs.

WO 02/062002

PCT/US02/02143

28

Other types of decoder may also be used beside the SISO MAP decoder such as one that implements the soft output Viterbi algorithm (SOVA). The design of the decoder is typically dependent on the particular Turbo coding scheme used at the transmitter.

- 5 Turbo decoding is described in greater detail by Steven S. Pietrobon in a paper entitled "Implementation and Performance of a Turbo/Map Decoder," International Journal of Satellite Communications, Vol. 16, 1998, pp. 23-46, which is incorporated herein by reference.

#### 10 Modulation Scheme and Coding Rate

- The achieved SNR of each transmission channel supports a particular number of information bits per modulation symbol (i.e., a particular information bit rate) for a desired level of performance (e.g., 1% FER). This information bit rate may be supported by a number of different modulation
- 15 schemes. For example, a bit rate of 1.5 information bits/modulation symbol may be supported by QPSK, 8-PSK, 16-QAM, or any higher order modulation scheme. Each modulation scheme is able to transmit a particular number of coded bits per modulation symbol.

- Depending on the selected modulation scheme, a corresponding coding
- 20 rate is selected such that the required number of coded bits is provided for the number of information bits for each modulation symbol. For the above example, QPSK, 8-PSK, and 16-QAM are respectively able to transmit 2, 3, and 4 coded bits per modulation symbol. For an information bit rate of 1.5
- 25 information bits/modulation symbol, coding rates of 3/4, 1/2, and 3/8 are used to generate the required number of coded bits for QPSK, 8-PSK, and 16-QAM, respectively. Thus, different combinations of modulation scheme and coding rate may be used to support a particular information bit rate.

- In certain embodiments of the invention, a "weak" binary code (i.e., a high coding rate) is used in conjunction with a low-order modulation scheme
- 30 for the supported bit rate. Through a series of simulation, it is observed that a lower order modulation scheme in combination with a weaker code may offer better performance than a higher order modulation scheme with a stronger code. This result may be explained as follows. The LLR decoding metrics of binary Turbo codes in an AWGN channel is near optimal for the Turbo
- 35 decoding algorithm. However, for the Gray mapped high-order modulation scheme, the optimal LLR metrics are generated for each received modulation symbol and not each received bit. The symbol LLR metrics are then broken to yield bit LLR metrics for the binary code decoder. Some information is lost

WO 02/062002

PCT/US02/02143

29

during the break-up process, and using the bit decoding metrics may result in non-optimal performance. The lower order modulation schemes correspond to fewer bits per symbol, which may experience less of the break-up loss and therefore provide better performance than the higher order modulation scheme counterparts.

5 In accordance with an aspect of the invention, in order to achieve certain spectrum efficiency, a code with a coding rate of between, and inclusive of,  $n/(n+1)$  to  $n/(n+2)$  is used with an appropriate modulation scheme, where  $n$  is the number of information bits per modulation symbol. This coding rate may be easily achieved with a fixed code (e.g., the rate 1/3 Turbo code described above) in combination with a variable puncturing scheme. To achieve a high coding rate, the tail and parity bits may be heavily punctured and the unpunctured tail and parity bits may be evenly distributed over the information bits.

15

#### **Framing**

For many communication systems, it is convenient to define data packets (i.e., logical frames) with fixed sizes. For example, a system may define three different packets having sizes of 1024, 2048, and 4096 bits. These defined data packets simplify some of the processing at both the transmitter and receiver.

For an OFDM system, a physical frame may be defined to include (1) an integer number of OFDM symbols, (2) a particular number of modulation symbols on one or more transmission channels, (3) or some other units. As described above, because of the time-variant nature of the communication link, the SNR of the transmission channels may vary over time. Consequently, the number of information bits which may be transmitted on each time slot for each transmission channel will likely vary over time, and the number of information bits in each physical frame will also likely vary over time.

25 In one embodiment, a logical frame is defined such that it is independent of the OFDM symbols. In this embodiment, the information bits for each logical frame are encoded/punctured, and the coded bits for the logical frame are grouped and mapped to modulation symbols. In one simple implementation, the transmission channels are sequentially numbered. The coded bits are then used to form as many modulation symbols as needed, in the sequential order of the transmission channels. A logical frame (i.e., a data packet) may be defined to start and end at modulation symbol boundaries. In this implementation, the logical frame may span more than one OFDM symbol

30

35

WO 02/062002

PCT/US02/02143

30

and may further cross OFDM symbol boundaries. Moreover, each OFDM symbol may include coded bits from multiple data packets.

In another embodiment, a logical frame is defined based on a physical unit. For example, a logical frame may be defined to include (1) a number of modulation symbols on one or more transmission channels, (2) one or more OFDM symbols, or (3) a number of modulation symbols defined in some other manner.

The use of punctured binary Turbo code and Gray mapping (BTC-GM) for high-order modulation provides numerous advantages. The BTC-GM scheme is simpler to implement than the more optimal but more complicated Turbo trellis coded modulation (TTCM) scheme, yet can achieve performance close to that of TTCM. The BTC-GM scheme also provides a high degree of flexibility because of the ease of implementing different coding rate by simply adjusting the variable puncturing. The BTC-GM scheme also provides robust performance under different puncturing parameters. Also, currently available binary Turbo decoders may be used, which may simplify the implementation of the receiver. However, in certain embodiments, other coding schemes may also be used and are within the scope of the invention.

The foregoing description of the preferred embodiments is provided to enable any person skilled in the art to make or use the present invention. Various modifications to these embodiments will be readily apparent to those skilled in the art, and the generic principles defined herein may be applied to other embodiments without the use of the inventive faculty. Thus, the present invention is not intended to be limited to the embodiments shown herein but is to be accorded the widest scope consistent with the principles and novel features disclosed herein.

**WHAT IS CLAIMED IS:**



WO 02/062002

PCT/US02/02143

31

## CLAIMS

1. In a wireless communication system, a method for preparing data for  
2 transmission on a plurality of transmission channels, wherein each  
transmission channel is operative to transmit a respective sequence of  
4 modulation symbols, the method comprising:  
determining a number of information bits per modulation symbol  
6 supported by each transmission channel;  
identifying a modulation scheme for each transmission channel such that  
8 the determined number of information bits per modulation symbol is  
supported;  
10 determining a coding rate for each transmission channel based at least  
on the determined number of information bits per modulation symbol and the  
12 identified modulation scheme for the transmission channel, wherein at least  
two transmission channels are associated with different coding rates;  
14 encoding a plurality of information bits in accordance with a particular  
encoding scheme to provide a plurality of coded bits;  
16 puncturing the plurality of coded bits in accordance with a particular  
puncturing scheme to provide a number of unpunctured coded bits for the  
18 plurality of transmission channels; and  
adjusting the puncturing to achieve the different coding rates for the at  
20 least two transmission channels.
2. The method of claim 1, wherein the wireless communication system is  
2 a multiple-input multiple-output (MIMO) system with a plurality of transmit  
antennas and a plurality of receive antennas.
3. The method of claim 1, wherein the wireless communication system is  
2 an orthogonal frequency division modulation (OFDM) communication system.
4. The method of claim 3, wherein the OFDM communication system is  
2 operated as a multiple-input multiple-output (MIMO) system with a plurality  
of transmit antennas and a plurality of receive antennas.
5. The method of claim 4, wherein the OFDM system is operative to  
2 transmit data on a plurality of frequency subchannels, and wherein each  
transmission channel corresponds to a spatial subchannel of a frequency  
4 subchannel in the OFDM system.

WO 02/062002

PCT/US02/02143

32

6. The method of claim 1, wherein the puncturing is based on  
2 transmission capabilities of the plurality of transmission channels.
7. The method of claim 6, wherein the transmission capabilities are  
2 determined from channel state information (CSI) derived for the plurality of  
transmission channels.
8. The method of claim 7, wherein the CSI includes signal-to-noise ratio  
2 (SNR) information for the plurality of transmission channels.
9. The method of claim 7, wherein the CSI includes information related  
2 to transmission characteristics from transmit antennas to the receive antennas.
10. The method of claim 7, wherein the CSI includes eigenmode  
2 information related to transmission characteristics from transmit antennas to  
the receive antennas.
11. The method of claim 6, further comprising:  
2 grouping transmission channels having similar transmission capabilities  
to segments, and  
4 wherein the puncturing is performed for each segment.
12. The method of claim 11, further comprising:  
2 assigning a group of coded bits to each segment, and  
wherein the puncturing is performed on the group of coded bits  
4 assigned to each segment.
13. The method of claim 11, wherein each segment includes  
2 transmission channels having SNR within a particular SNR range.
14. The method of claim 1, wherein the encoding is achieved via a Turbo  
2 code.
15. The method of claim 14, wherein the encoding provides a plurality  
2 of tail and parity bits for the plurality of information bits, and wherein the  
puncturing is performed on the plurality of tail and parity bits.

WO 02/062002

PCT/US02/02143

33

16. The method of claim 14, wherein the puncturing is performed such  
2 that unpunctured tail and parity bits are approximately evenly distributed over  
the plurality of information bits.
17. The method of claim 14, wherein the Turbo code includes two  
2 constituent codes operative to provide two streams of tail and parity bits, and  
wherein the puncturing is performed such that approximately equal number of  
4 tail and parity bits are deleted from the two streams of tail and parity bits.
18. The method of claim 1, wherein the coding rate for each  
2 transmission channel is selected to be between, and inclusive of,  $n/(n+1)$  and  
 $n/(n+2)$ , where  $n$  is the number of information bits per modulation symbol  
4 supported by the transmission channel.
19. The method of claim 1, wherein the coding rate for each  
2 transmission channel is  $1/2$  or higher.
20. The method of claim 1, wherein the encoding is achieved via a  
2 convolutional code.
21. The method of claim 1, wherein the encoding is achieved via a block  
2 code.
22. The method of claim 1, further comprising:  
2 inserting padding bits to fill available but unfilled bit positions in the  
plurality of transmission channels.
23. The method of claim 1, further comprising:  
2 repeating at least some of the coded bits to fill available but unfilled bit  
positions in the plurality of transmission channels.
24. The method of claim 1, further comprising:  
2 interleaving the plurality of coded bits.
25. The method of claim 24, wherein the puncturing is performed on  
2 interleaved coded bits.

WO 02/062002

PCT/US02/02143

34

26. The method of claim 24, wherein the encoding is achieved via a  
2 Turbo code comprised of two constituent codes, and wherein the plurality of  
information bits, a plurality of tail and parity bits from a first constituent code,  
4 and a plurality of tail and parity bits from a second constituent code are  
separately interleaved.

27. The method of claim 1, further comprising:  
2 forming non-binary symbols for the plurality of transmission channels,  
wherein each non-binary symbol includes a group of unpunctured coded bits;  
4 and  
mapping each non-binary symbol to a respective modulation symbol.

28. The method of claim 27, further comprising:  
2 interleaving the plurality of coded bits, and  
wherein the non-binary symbols are formed from the interleaved coded  
4 bits.

29. The method of claim 27, wherein the modulation scheme for each  
2 transmission channel is associated with a respective signal constellation having  
a plurality of points, and wherein each modulation symbol is representative of  
4 a particular point in the signal constellation for the modulation scheme.

30. The method of claim 29, wherein the plurality of points in each  
2 signal constellation are assigned with values based on a particular Gray  
mapping scheme.

31. The method of claim 30, wherein the values are assigned to the  
2 plurality of points in each signal constellation such that values for adjacent  
points in the signal constellation differ by one bit position.

32. The method of claim 1, further comprising:  
2 adapting to changes in the plurality of transmission channels by  
repeating the determining the number of information bits per modulation  
4 symbol, the identifying the modulation scheme, and the determining the  
coding rate.

WO 02/062002

PCT/US02/02143

35

33. The method of claim 1, wherein the modulation scheme for each transmission channel supports transmission of two or more coded bits per modulation symbol.

34. The method of claim 1, wherein the transmission on the plurality of transmission channels are intended for a single recipient receiving device.

35. In an orthogonal frequency division modulation (OFDM) communication system, a method for preparing data for transmission on a plurality of transmission channels, wherein each transmission channel is operative to transmit a respective sequence of modulation symbols, the method comprising:

determining a number of information bits per modulation symbol supported by each transmission channel;

identifying a modulation scheme for each transmission channel such that the determined number of information bits per modulation symbol is supported;

determining a coding rate for each transmission channel based at least on the determined number of information bits per modulation symbol and the identified modulation scheme for the transmission channel, wherein at least two transmission channels are associated with different coding rates;

encoding a plurality of information bits in accordance with a particular Turbo code to provide a plurality of tail and parity bits;

interleaving the plurality of information and tail and parity bits in accordance with a particular interleaving scheme;

puncturing the plurality of interleaved bits in accordance with a particular puncturing scheme to provide a number of unpunctured coded bits for the plurality of transmission channels, wherein the puncturing is adjusted to achieve the different coding rates for the at least two transmission channels;

forming non-binary symbols for the plurality of transmission channels, wherein each non-binary symbol includes a group of unpunctured coded bits; and

mapping each non-binary symbol to a respective modulation symbol.

36. A wireless communication system operative to transmit data on a plurality of transmission channels, wherein each transmission channel is used to transmit a respective sequence of modulation symbols, the system comprising:

WO 02/062002

PCT/US02/02143

36

an encoder configured to encode a plurality of information bits in accordance with a particular encoding scheme to provide a plurality of coded bits, and to puncture the plurality of coded bits in accordance with a particular puncturing scheme to provide a number of unpunctured coded bits for the plurality of transmission channels, wherein each transmission channel is capable of transmitting a particular number of information bits per modulation symbol via a particular modulation scheme selected for the transmission channel, wherein each transmission channel is further associated with a particular coding rate based at least on the number of information bits per modulation symbol supported by the transmission channel and its modulation scheme, wherein at least two transmission channels are associated with different coding rates, and wherein the encoder is further configured to adjust the puncturing to achieve the different coding rates for the at least two transmission channels.

37. The system of claim 36, further comprising:

a channel interleaver coupled to the encoder and configured to interleave the plurality of coded bits, and wherein the encoder is configured to puncture the interleaved bits.

38. The system of claim 37, further comprising:

a symbol mapping element coupled to the channel interleaver and configured to form non-binary symbols for the plurality of transmission channels, and to map each non-binary symbol to a respective modulation symbol, wherein each non-binary symbol includes a group of unpunctured coded bits.

39. The system of claim 38, further comprising:

a signal processor coupled to the symbol mapping element and configured to pre-condition the modulation symbols for the plurality of transmission channels to implement a multiple-input multiple-output (MIMO) transmission.

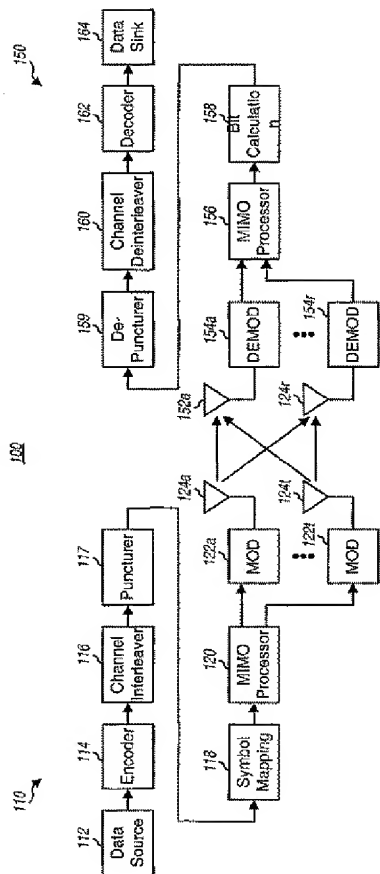


FIG. 1

WO 02/062002

PCT/US02/02143

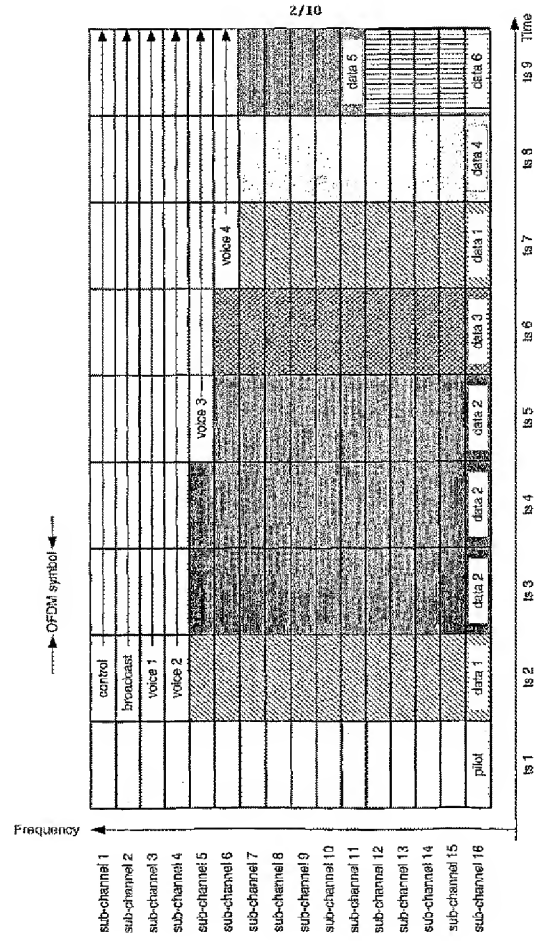


FIG. 2



WO 02/062002

PCT/US02/02143

3/10

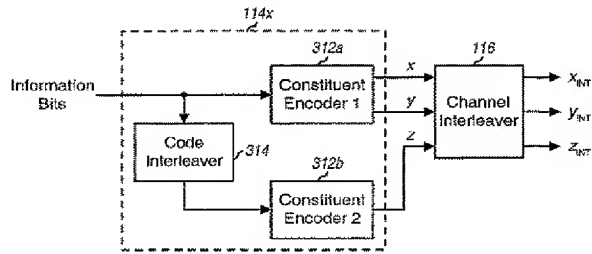


FIG. 3A

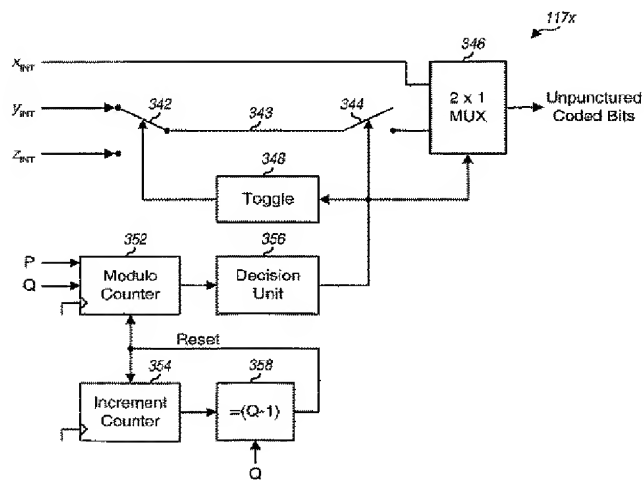
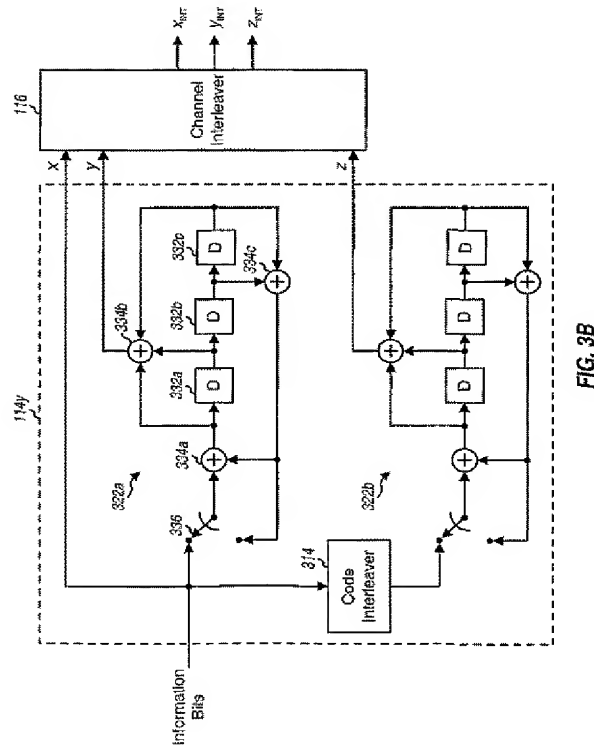


FIG. 3C



WO 02/062002

PCT/US02/02143

5/10

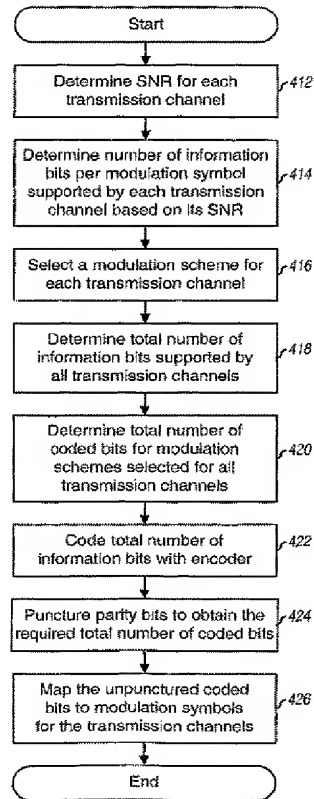


FIG. 4A

WO 02/062002

PCT/US02/02143

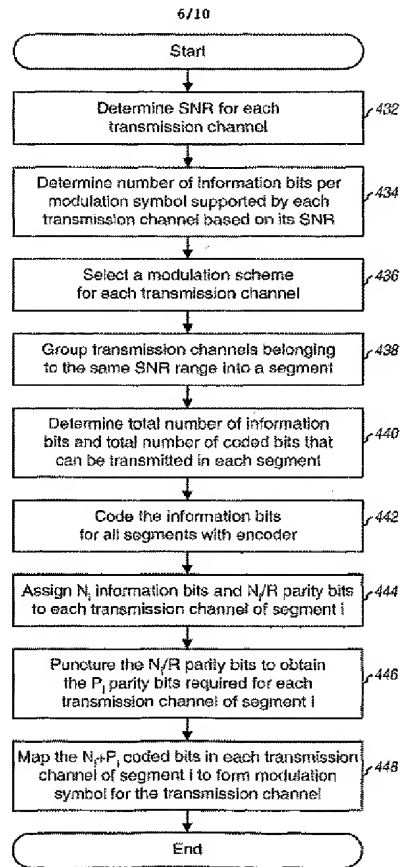


FIG. 4B

WO 02/062002

PCT/US02/02143

7/10

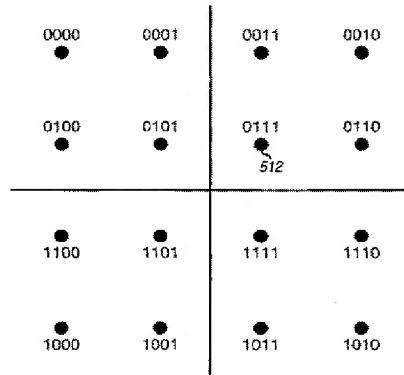


FIG. 5

WO 02/062002

PCT/US02/02143

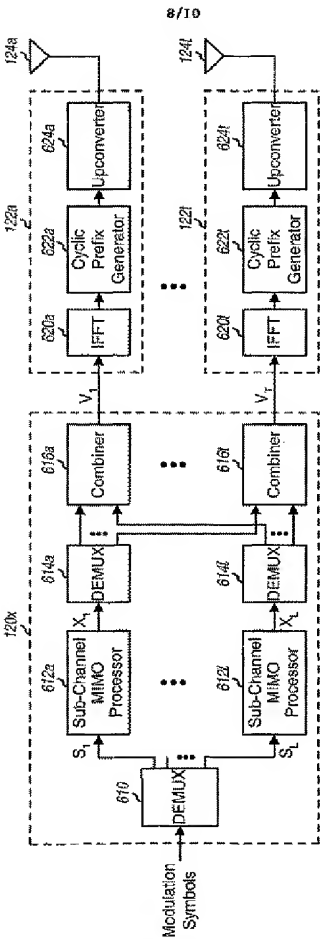
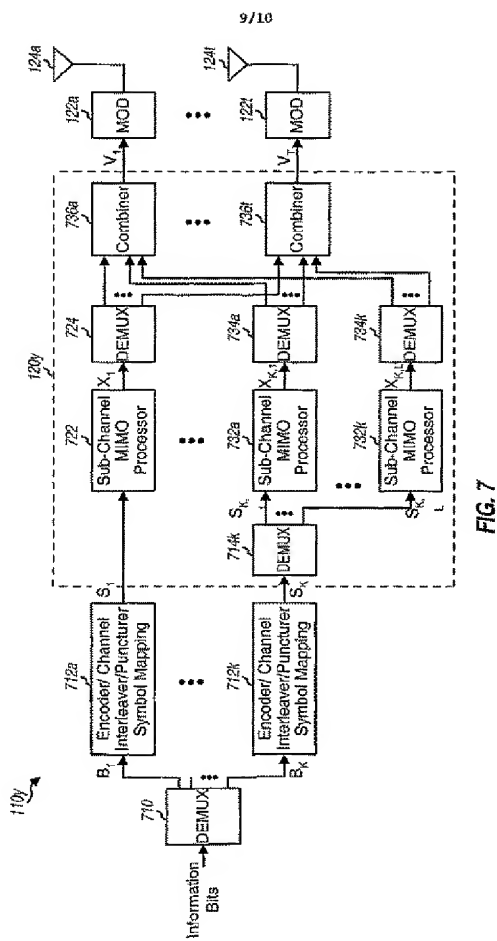


FIG. 6



WO 02/062002

PCT/US02/02143

10/10

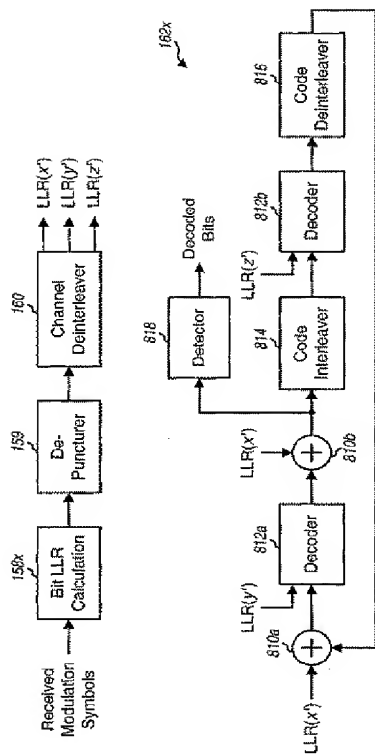


FIG. 8



INTERNATIONAL SEARCH REPORT		Patent Application No. PCT/US 02/02143
A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER IPC 7 H04L1/00 H04L27/26		
According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC		
B. RELEVANT DOCUMENTS Minimum documentation required (classification system followed by classification symbol(s)) IPC 7 H04L		
Documentation searched other than printed documents to the extent that such documents are included in the lists cited		
Electronic data base consulted during the international search (name of database and, where practicable, search terms used) EPO-Internal, COMPENDEX, INSPEC		
C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT		
Category	Character of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
X A	US 5 197 061 A (LE FLOCH BERNARD ET AL) 23 March 1993 (1993-03-23)  column 2, line 67 - column 3, line 10 column 3, line 15 - line 18 column 4, line 29 - line 40 column 4, line 59 - line 62 column 5, line 18 - line 21 column 5, line 54 - line 68 column 6, line 40 - line 47 column 9, line 51 - line 59  -/-	1, 3, 6, 35, 36 2, 4, 5, 7-34, 37-39
<input checked="" type="checkbox"/> Further documents are listed in the continuation of box C. <input checked="" type="checkbox"/> Patent family members are listed in annex		
* Special categories of cited documents *P document defining the general state of the art which has been considered to be of particular relevance *D earlier documents but published on or after the international filing date *A documents which may throw doubts on priority, clarity or which is cited to establish the publication date of another claim or other special reasons (see Appendix) *C document relating to an unexamined case, exhibition or other means *F document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed *T patent document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the applicant but cited to understand the principles or theory underlying the invention *Q document of particular relevance the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to have been known prior to the international filing date *N document of particular relevance the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is considered in relation to other relevant documents, such combination being obvious to a person skilled in the art *G document number of the same patent family		
Date of the actual completion of the international search 3 July 2002		Date of mailing of the international search report 23/07/2002
Name and mailing address of the ISA European Patent Office, P.O. Box 1, Postfach 1 D-53001 Bonn, Germany Tel: (+49) 228 340-3400, Tx: 31 651 epo m, Fax: (+49) 228 340-3415		Authorized officer Schiffer, A

Form PCT/ISA/210 (January 2002) (July 2002)

INTERNATIONAL SEARCH REPORT		Pat. Application No. PCT/US 02/02143
C./Continuation DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT		
Category	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	MATSUOKA H ET AL: "Adaptive modulation system with variable coding rate concatenated code for high quality multi-media communication systems" VEHICULAR TECHNOLOGY CONFERENCE, 1996. MOBILE TECHNOLOGY FOR THE HUMAN RACE., IEEE 46TH ATLANTA, GA, USA 28 APRIL-1 MAY 1996, NEW YORK, NY, USA, IEEE, US, 28 April 1996 (1996-04-28), pages 487-491, XP010162435 ISBN: 0-7803-3157-5	1, 6-8, 30, 35, 36
A	abstract page 487, right-hand column, paragraph 1 page 487, right-hand column, paragraph 3 page 488, left-hand column, paragraph 1 page 488, left-hand column, paragraph 3 - paragraph 4 page 488, right-hand column, paragraph 5	2-5, 9-29, 31-34, 37-39
A	WO 00 27085 A (BROADCOM CORP.; JAFFE STEVEN (US); LIN THUJL SIMON (US); JOSHI ROBI) 11 May 2000 (2000-05-11) page 2, line 34 - page 3, line 2 page 3, line 11 - line 15 page 3, line 36 - page 4, line 20 page 4, line 2 - line 4 page 4, line 22 - line 29 page 5, line 31 - line 37 page 8, line 32 - line 37	1-39
A	MUNETA S ET AL: "A NEW FREQUENCY-DOMAIN LINK ADAPTATION SCHEME FOR BROADBAND OFDM SYSTEMS" VTC 1999-FALL. IEEE VTS 50TH. VEHICULAR TECHNOLOGY CONFERENCE, GATEWAY TO THE 21ST. CENTURY COMMUNICATIONS VILLAGE. AMSTERDAM, SEPT. 19 - 22. 1999, IEEE VEHICULAR TECHNOLOGY CONFERENCE, NEW YORK, NY: IEEE, US, vol. 1 CONF. 50, September 1999 (1999-09), pages 253-257, XP000929050 ISBN: 0-7803-5436-2 abstract page 253, right-hand column, paragraph 2 - paragraph 3 page 254, left-hand column, paragraph 1 page 254, left-hand column, paragraph 3 page 254, right-hand column, paragraph 2 page 255, left-hand column, paragraph 3 -/-	1-39

Form PCT/ISA/210 (and its supplements) July 1999

INTERNATIONAL SEARCH REPORT		
		Inventor's name PCT/US 02/02143
1. (Continuation) DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT		
Category	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	SAMPEI S ET AL: "ADAPTIVE MODULATION/INDA SCHEME FOR LARGE CAPACITY PERSONAL MULTI-MEDIA COMMUNICATION SYSTEMS" TEICE TRANSACTIONS ON COMMUNICATIONS, INSTITUTE OF ELECTRONICS INFORMATION AND COMM. ENG. TOKYO, JP, vol. E77-B, no. 9, 1 September 1994 (1994-09-01), pages 1096-1103, XP000474107 ISSN: 0916-8516 page 1096, right-hand column, paragraph 3 page 1097, left-hand column, paragraph 3 page 1097, right-hand column, paragraph 5 page 1098, right-hand column, paragraph 6 page 1100, left-hand column, paragraph 2	1-39

Form PCT/ISA/210 (continuation of Form PCT/ISA/210) (July 1992)

INTERNATIONAL SEARCH REPORT				International Application No.	
Information on patent family members				PCT/US 02/02143	
Patent document cited in search report	Publication data	Patent family member(s)	Publication date		
US 5197061	A	23-03-1993	FR 2660131 A1	27-09-1991	
			DE 69110716 D1	03-08-1995	
			DE 69110716 T2	01-02-1996	
			EP 0448492 A1	25-09-1991	
			US RE36430 E	07-12-1999	
WO 0027085	A	11-05-2000	AU 1330100 A	22-05-2000	
			EP 1123613 A1	16-08-2001	
			WO 0027085 A1	11-05-2000	

Form PCT/ISA-210 (patent family annex) July 1999

(81)指定国 AP (GH, GM, KE, LS, MW, MZ, SD, SL, SZ, TZ, UG, ZM, ZW) , EA (AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, RU, TJ, TM) , EP (AT, BE, CH, CY, DE, DK, ES, FI, FR, GB, GR, IE, IT, LU, MC, NL, PT, SE, TR) , OA (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, ML, MR, NE, SN, TD, TG) , AE, AG, AL, AM, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BR, BY, BZ, CA, CH, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DZ, EC, EE, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, HR, HU, ID, IL, IN, IS, JP, KE, KG, KP, KR, KZ, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LV, MA, MD, MG, MK, MN, MW, MX, MZ, NO, NZ, OM, PH, PL, PT, RO, RU, SD, SE, SG, SI, SK, SL, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, UZ, VN, YU, ZA, ZM, ZW

(74)代理人 100084618

弁理士 村松 貞男

(74)代理人 100092196

弁理士 橋本 良郎

(72)発明者 リン、フユン

アメリカ合衆国、カリフォルニア州 92131、サン・ディエゴ、ウィルズ・クリーク・ロード  
11382

(72)発明者 シンドハシャヤナ、ナガブハシャナ・ティー

アメリカ合衆国、カリフォルニア州 92129、サン・ディエゴ、ローン・ロード 7794

(72)発明者 ワルトン、ジェイ・アール

アメリカ合衆国、マサチューセッツ州 01886、ウェストフォード、レッジウッド・ドライブ  
7

(72)発明者 ウォーレス、マーク

アメリカ合衆国、マサチューセッツ州 01730、ベッドフォード、マデル・レーン 4

(72)発明者 フェルナンデズ、イバン

アメリカ合衆国、カリフォルニア州 92109、サン・ディエゴ、フェルスパー・ストリート・  
ナンバー 2 1134

Fターム(参考) 5K022 DD01 DD11 DD13 DD19 DD21 DD31

(19) World Intellectual Property Organization  
International Bureau



(43) International Publication Date  
8 August 2002 (08.08.2002)

PCT

(10) International Publication Number  
WO 02/062002 A1

(51) International Patent Classification<sup>7</sup>: H04L 1/00, 27/26

(21) International Application Number: PCT/US02/02143

(22) International Filing Date: 23 January 2002 (23.01.2002)

(25) Filing Language: English

(26) Publication Language: English

(30) Priority Data:  
09/776,073 1 February 2001 (01.02.2001) US

(71) Applicant: QUALCOMM INCORPORATED [US/US];  
5775 Morehouse Drive, San Diego, CA 92121-1714 (US).

(72) Inventors: LING, Funyun; 11382 Wills Creek Road, San Diego, CA 92131 (US). SINDHUSHAYANA, Nagabhushana, T.; 7794 Roan Road, San Diego, CA 92129 (US). WALTON, Jay, R.; 7 LedgeWood Drive, Westford, MA 01886 (US). WALLACE, Mark; 4 Madel Lane, Bedford, MA 01730 (US). FERNANDEZ, Ivan; 1134 Felspar Street #2, San Diego, CA 92109 (US).

(74) Agents: WADSWORTH, Philip, R. et al.; Qualcomm Incorporated, 5775 Morehouse Drive, San Diego, CA 92121-1714 (US).

(81) Designated States (*national*): AE, AG, AL, AM, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BR, BY, BZ, CA, CH, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DZ, EC, EE, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, HR, HU, ID, IL, IN, IS, JP, KE, KG, KP, KR, KZ, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LV, MA, MD, MG, MK, MN, MW, MX, MZ, NO, NZ, OM, PH, PL, PT, RO, RU, SD, SE, SG, SI, SK, SL, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, UZ, VN, YU, ZA, ZM, ZW.

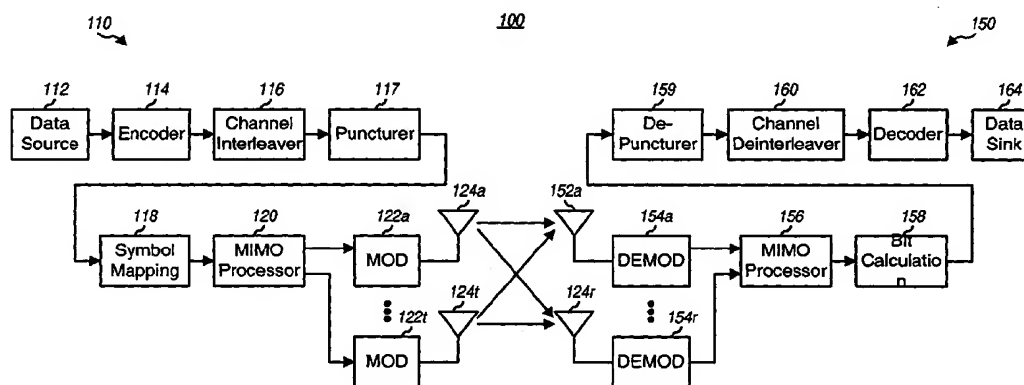
(84) Designated States (*regional*): ARIPO patent (GH, GM, KE, LS, MW, MZ, SD, SL, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), Eurasian patent (AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, RU, TJ, TM), European patent (AT, BE, CH, CY, DE, DK, ES, FI, FR, GB, GR, IE, IT, LU, MC, NL, PT, SE, TR), OAPI patent (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, ML, MR, NE, SN, TD, TG).

**Published:**

- with international search report
- before the expiration of the time limit for amending the claims and to be republished in the event of receipt of amendments

For two-letter codes and other abbreviations, refer to the "Guidance Notes on Codes and Abbreviations" appearing at the beginning of each regular issue of the PCT Gazette.

(54) Title: CODING SCHEME FOR A WIRELESS COMMUNICATION SYSTEM



(57) Abstract: Coding techniques for a (e.g., OFDM) communication system capable of transmitting data on a number of transmission channels at different information bit rates based on the channels' achieved SNR. A base code is used in combination with common or variable puncturing to achieve different coding rates required by transmission channels. The data (i.e., information bits) for a data transmission is encoded with the base code, and the coded bits for each channel (or group of channels with the similar transmission capabilities) are punctured to achieve the required coding rate. The coded bits may be interleaved (e.g., to combat fading and remove correlation between coded bits in each modulation symbol) prior to puncturing. The unpunctured codes bits are grouped into non-binary symbols (e.g., using Gray mapping). The modulation symbol may be preconditioned and prior to transmission.



WO 02/062002 A1

## CODING SCHEME FOR A WIRELESS COMMUNICATION SYSTEM

### BACKGROUND

5

#### I. Field

The present invention relates to data communication. More particularly, the present invention relates to a novel, flexible, and efficient coding scheme for encoding data for transmission on multiple transmission channels with different transmission capabilities.

#### II. Description of the Related Art

Wireless communication systems are widely deployed to provide various types of communication such as voice, data, and so on. These systems may be based on code division multiple access (CDMA), time division multiple access (TDMA), orthogonal frequency division modulation (OFDM), or some other modulation techniques. OFDM systems may provide high performance for some channel environments.

In an OFDM system, the operating frequency band is effectively partitioned into a number of "frequency subchannels", or frequency bins. Each subchannel is associated with a respective subcarrier upon which data is modulated, and may be viewed as an independent "transmission channel". Typically, the data to be transmitted (i.e., the information bits) is encoded with a particular coding scheme to generate coded bits. For a high-order modulation scheme (e.g., QPSK, QAM, and so on), the coded bits are grouped into non-binary symbols that are then used to modulate the subcarriers.

The frequency subchannels of an OFDM system may experience different link conditions (e.g., different fading and multipath effects) and may achieve different signal-to-noise-plus-interference ratio (SNR). Consequently, the number of information bits per modulation symbol (i.e., the information bit rate) that may be transmitted on each subchannel for a particular level of performance may be different from subchannel to subchannel. Moreover, the link conditions typically vary with time. As a result, the supported bit rates for the subchannels also vary with time.

The different transmission capabilities of the frequency subchannels plus the time-variant nature of the capabilities make it challenging to provide an effective coding scheme capable of encoding the supported number of

information bits/modulation symbol to provide the required coded bits for the subchannels.

Accordingly, a high performance, efficient, and flexible coding scheme that may be used to encode data for transmission on multiple subchannels with  
5 different transmission capabilities is highly desirable.

## SUMMARY

Various aspects of the present invention provides efficient and effective  
10 coding techniques for a communication system capable of transmitting data on a number of "transmission channels" at different information bit rates based on the channels' achieved SNR. A number of coding/puncturing schemes may be used to generate the required coded bits (i.e., the information, tail, and parity bits, if a Turbo code is used). In a first coding/puncturing scheme, a particular  
15 base code and common puncturing is used for all transmission channels (e.g., all frequency subchannels in an OFDM system, or spatial subchannels of all frequency subchannels in an OFDM system with multiple input/multiple output antennas (MIMO), as described below). In a second coding/puncturing scheme, the same base code but variable puncturing is used for the  
20 transmission channels. The variable puncturing can be used to provide different coding rates for the transmission channels. The coding rate for each transmission channel is dependent on the information bit rate and the modulation scheme selected for the channel.

An embodiment of the invention provides a method for preparing data  
25 for transmission on a number of transmission channels in a communication system, e.g., an orthogonal frequency division modulation (OFDM) system. Each transmission channel is operable to transmit a respective sequence of modulation symbols. In accordance with the method, the number of information bits per modulation symbol supported by each transmission  
30 channel is determined (e.g., based on the channel's SNR). A modulation scheme is then identified for each transmission channel such that the determined number of information bits per modulation symbol is supported. Based on the supported number of information bits per modulation symbol and the identified modulation scheme, the coding rate for each transmission  
35 channel is determined. At least two transmission channels are associated with different coding rates because of different transmission capabilities.

Thereafter, a number of information bits is encoded in accordance with a particular encoding scheme to provide a number of coded bits. If a Turbo code



is used, a number of tail and parity bits are generated for the information bits (the coded bits include the information bits, tail bits, and parity bits). The coded bits may be interleaved in accordance with a particular interleaving scheme. For ease of implementation, the interleaving may be performed prior  
5 to puncturing. The coded bits (e.g., the tail and parity bits, if a Turbo code is used) are then punctured in accordance with a particular puncturing scheme to provide a number of unpunctured coded bits for the transmission channels. The puncturing is adjusted to achieve different coding rates needed by the transmission channels. As an alternative, the puncturing may also be  
10 performed prior to interleaving.

Non-binary symbols are then formed for the transmission channels. Each non-binary symbol includes a group of interleaved and unpunctured coded bits and is mapped a respective modulation symbol. The specific number of coded bits in each non-binary symbol is dependent on the channel's  
15 modulation scheme. For a multiple-input multiple-output (MIMO) system capable of transmitting on a number of spatial subchannels for each frequency subchannel, the modulation symbols for each frequency subchannel may be pre-conditioned prior to transmission, as described below.

The invention provides methods and system elements that implement  
20 various aspects, embodiments, and features of the invention, as described in further detail below.

## BRIEF DESCRIPTION OF THE DRAWINGS

25 The features, nature, and advantages of the present invention will become more apparent from the detailed description set forth below when taken in conjunction with the drawings in which like reference characters identify correspondingly throughout and wherein:

FIG. 1 is a diagram of a multiple-input multiple-output (MIMO)  
30 communication system capable of implementing various aspects and embodiments of the invention;

FIG. 2 is a diagram that graphically illustrates an OFDM transmission from one of  $N_T$  transmit antennas in the MIMO system;

FIGS. 3A and 3B are diagrams of a parallel concatenated convolutional  
35 encoder;

FIG. 3C is a diagram of an embodiment of a puncturer and multiplexer, which may be used to provide variable puncturing of coded bits;

FIGS. 4A and 4B are flow diagrams of two coding/puncturing schemes for generating the required coded bits for a data transmission, which utilize a particular base code but common and variable puncturing schemes, respectively;

5        FIG. 5 is a diagram of a signal constellation for 16-QAM and a specific Gray mapping scheme;

FIG. 6 is a block diagram of an embodiment of a MIMO processor;

FIG. 7 is a block diagram of an embodiment of a system capable of providing different processing for different transmissions; and

10       FIG. 8 is a block diagram of an embodiment of the decoding portion of a receiving system.

## DETAILED DESCRIPTION OF THE SPECIFIC EMBODIMENTS

15       FIG. 1 is a diagram of a multiple-input multiple-output (MIMO) communication system 100 capable of implementing various aspects and embodiments of the invention. Communication system 100 can be designed to implement the coding schemes described herein. System 100 can further be operated to employ a combination of antenna, frequency, and temporal  
20       diversity to increase spectral efficiency, improve performance, and enhance flexibility. Increased spectral efficiency is characterized by the ability to transmit more bits per second per Hertz (bps/Hz) when and where possible to better utilize the available system bandwidth. Improved performance may be quantified, for example, by a lower bit-error-rate (BER) or frame-error-rate  
25       (FER) for a given link signal-to-noise-plus-interference ratio (SNR). And enhanced flexibility is characterized by the ability to accommodate multiple users having different and typically disparate requirements. These goals may be achieved, in part, by employing a high performance and efficient coding scheme, multi-carrier modulation, time division multiplexing (TDM), multiple  
30       transmit and/or receive antennas, other techniques, or a combination thereof. The features, aspects, and advantages of the invention are described in further detail below.

As shown in FIG. 1, communication system 100 includes a first system 110 in communication with a second system 150. Within system 110, a data  
35       source 112 provides data (i.e., information bits) to an encoder 114 that encodes the data in accordance with a particular coding scheme. The encoding increases the reliability of the data transmission. The coded bits are then provided to a channel interleaver 116 and interleaved (i.e., reordered) in

accordance with a particular interleaving scheme. The interleaving provides time and frequency diversity for the coded bits, permits the data to be transmitted based on an average SNR for the subchannels used for the data transmission, combats fading, and further removes correlation between coded bits used to form each modulation symbol, as described below. The interleaved bits are then punctured (i.e., deleted) to provide the required number of coded bits. The encoding, channel interleaving, and puncturing are described in further detail below. The unpunctured coded bits are then provided to a symbol mapping element 118.

10 In an OFDM system, the operating frequency band is effectively partitioned into a number of "frequency subchannels" (i.e., frequency bins). At each "time slot" (i.e., a particular time interval that may be dependent on the bandwidth of the frequency subchannel), a "modulation symbol" may be transmitted on each frequency subchannel. As described in further detail below, the OFDM system may be operated in a MIMO mode in which multiple (N<sub>T</sub>) transmit antennas and multiple (N<sub>R</sub>) receive antennas are used for a data transmission. The MIMO channel may be decomposed into N<sub>C</sub> independent channels, with N<sub>C</sub> ≤ N<sub>T</sub> and N<sub>C</sub> ≤ N<sub>R</sub>. Each of the N<sub>C</sub> independent channels is also referred to as a "spatial subchannel" of the MIMO channel, which corresponds to a dimension. In the MIMO mode, increased dimensionality is achieved and N<sub>C</sub> modulation symbols may be transmitted on N<sub>C</sub> spatial subchannels of each frequency subchannel at each time slot. In an OFDM system not operated in the MIMO mode, there is only one spatial subchannel. Each frequency subchannel/spatial subchannel may also be referred to as a "transmission channel". The MIMO mode and spatial subchannel are described in further detail below.

The number of information bits that may be transmitted for each modulation symbol for a particular level of performance is dependent on the SNR of the transmission channel. For each transmission channel, symbol mapping element 118 groups a set of unpunctured coded bits to form a non-binary symbol for that transmission channel. The non-binary symbol is then mapped to a modulation symbol, which represents a point in a signal constellation corresponding to the modulation scheme selected for the transmission channel. The bit grouping and symbol mapping are performed for all transmission channels, and for each time slot used for data transmission. The modulation symbols for all transmission channels are then provided to a MIMO processor 120.

Depending on the particular "spatial" diversity being implemented (if any), MIMO processor 120 may demultiplex, pre-condition, and combine the received modulation symbols. The MIMO processing is described in further detail below. For each transmit antenna, MIMO processor 120 provides a  
5 stream of modulation symbol vectors, one vector for each time slot. Each modulation symbol vector includes the modulation symbols for all frequency subchannels for a given time slot. Each stream of modulation symbol vectors is received and modulated by a respective modulator (MOD) 122, and transmitted via an associated antenna 124.

10 In the embodiment shown in FIG. 1, receiving system 150 includes a number of receive antennas 152 that receive the transmitted signals and provide the received signals to respective demodulators (DEMOD) 154. Each demodulator 154 performs processing complementary to that performed at modulator 122. The demodulated symbols from all demodulators 154 are  
15 provided to a MIMO processor 156 and processed in a complementary manner as that performed at MIMO processor 120. The received symbols for the transmission channels are then provided to a bit calculation unit 158 that performs processing complementary to that performed by symbol mapping element 118 and provides values indicative of the received bits. Erasures (e.g.,  
20 zero value indicatives) are then inserted by a de-puncturer 159 for coded bits punctured at system 110. The de-punctured values are then deinterleaved by a channel deinterleaver 160 and further decoded by a decoder 162 to generate decoded bits, which are then provided to a data sink 164. The channel deinterleaving, de-puncturing, and decoding are complementary to the channel  
25 interleaving, puncturing, and encoding performed at the transmitter.

FIG. 2 is a diagram that graphically illustrates an OFDM transmission from one of  $N_T$  transmit antennas in a MIMO system. In FIG. 2, the horizontal axis represents time and the vertical axis represents frequency. In this specific example, the transmission channel includes 16 frequency subchannels and is  
30 used to transmit a sequence of OFDM symbols, with each OFDM symbol covering all 16 frequency subchannels. A time division multiplexing (TDM) structure is also illustrated in which the data transmission is partitioned into time slots, with each time slot having a particular duration. For the example shown in FIG. 2, the time slot is equal to the length of one modulation symbol.

35 The available frequency subchannels may be used to transmit signaling, voice, packet data, and so on. In the specific example shown in FIG. 2, the modulation symbol at time slot 1 corresponds to pilot data, which may be periodically transmitted to assist the receiver units synchronize and perform

channel estimation. Other techniques for distributing pilot data over time and frequency may also be used. Transmission of the pilot modulation symbol typically occurs at a particular rate, which is usually selected to be fast enough to permit accurate tracking of variations in the communication link.

5       The time slots not used for pilot transmissions can be used to transmit various types of data. For example, frequency subchannels 1 and 2 may be reserved for the transmission of control and broadcast data to the receiver units. The data on these subchannels is generally intended to be received by all receiver units. However, some of the messages on the control channel may be  
10   user specific, and may be encoded accordingly.

Voice data and packet data may be transmitted in the remaining frequency subchannels. For the example shown, subchannel 3 at time slots 2 through 9 is used for voice call 1, subchannel 4 at time slots 2 through 9 is used for voice call 2, subchannel 5 at time slots 5 through 9 is used for voice call 3,  
15   and subchannel 6 at time slots 7 through 9 is used for voice call 5.

The remaining available frequency subchannels and time slots may be used for transmissions of traffic data. A particular data transmission may occur over multiple subchannels and/or multiple time slots, and multiple data transmissions may occur within any particular time slot. A data transmission  
20   may also occur over non-contiguous time slots.

In the example shown in FIG. 2, data 1 transmission uses frequency subchannels 5 through 16 at time slot 2 and subchannels 7 through 16 at time slot 7, data 2 transmission uses subchannels 5 through 16 at time slots 3 and 4 and subchannels 6 through 16 at time slots 5, data 3 transmission uses  
25   subchannels 6 through 16 at time slot 6, data 4 transmission uses subchannels 7 through 16 at time slot 8, data 5 transmission uses subchannels 7 through 11 at time slot 9, and data 6 transmission uses subchannels 12 through 16 at time slot 9. Data 1 through 6 transmissions can represent transmissions of traffic data to one or more receiver units.

30       To provide the transmission flexibility and achieve high performance and efficiency, each frequency subchannel at each time slot for each transmit antenna may be viewed as an independent unit of transmission (a modulation symbol) that may be used to transmit any type of data such as pilot, signaling, broadcast, voice, traffic data, some other data type, or a combination thereof.  
35   Flexibility, performance, and efficiency may further be achieved by allowing for independence among the modulation symbols, as described below. For example, each modulation symbol may be generated from a modulation

scheme (e.g., M-PSK, M-QAM, or some other scheme) that results in the best use of the resource at that particular time, frequency, and space.

### MIMO System

5 In a terrestrial communications system (e.g., a cellular system, a broadcast system, a multi-channel multi-point distribution system (MMDS) system, and others), an RF modulated signal from a transmitter unit may reach the receiver unit via a number of transmission paths. The characteristics of the transmission paths typically vary over time due to a number of factors. If more  
10 than one transmit or receive antenna is used, and if the transmission paths between the transmit and receive antennas are linearly independent (i.e., one transmission is not formed as a linear combination of the other transmissions), which is generally true to at least an extent, then the likelihood of correctly receiving the transmitted signal increases as the number of antennas increases.  
15 Generally, as the number of transmit and receive antennas increases, diversity increases and performance improves.

A MIMO communication system such as the one shown in FIG. 1 employs antennas at both the transmit and receive ends of the communication link. These transmit and receive antennas may be used to provide various  
20 forms of "spatial diversity", including "transmit" diversity and "receive" diversity. Spatial diversity is characterized by the use of multiple transmit antennas and one or more receive antennas. Transmit diversity is characterized by the transmission of data over multiple transmit antennas. Typically, additional processing is performed on the data transmitted from the transmit  
25 antennas to achieved the desired diversity. For example, the data transmitted from different transmit antennas may be delayed or reordered in time, coded and interleaved across the available transmit antennas, and so on. Receive diversity is characterized by the reception of the transmitted signals on multiple receive antennas, and diversity is achieved by simply receiving the  
30 signals via different signal paths.

Spatial diversity may be used to improve the reliability of the communication link with or without increasing the link capacity. This may be achieved by transmitting or receiving data over multiple paths via multiple antennas. Spatial diversity may be dynamically selected based on the  
35 characteristics of the communication link to provide the required performance. For example, higher degree of spatial diversity may be provided for some types of communication (e.g., signaling), for some types of services (e.g., voice), for

some communication link characteristics (e.g., low SNR), or for some other conditions or considerations.

The data may be transmitted from multiple antennas and/or on multiple frequency subchannels to obtain the desired diversity. For example, data may  
 5 be transmitted on: (1) one subchannel from one antenna, (2) one subchannel (e.g., subchannel 1) from multiple antennas, (3) one subchannel from all  $N_T$  antennas, (4) a set of subchannels (e.g., subchannels 1 and 2) from one antenna, (5), a set of subchannels from multiple antennas, (6) a set of subchannels from all  $N_T$  antennas, or (7) a set of channels from a set of antennas (e.g., subchannel  
 10 1 from antennas 1 and 2 at one time slot, subchannels 1 and 2 from antenna 2 at another time slot, and so on). Thus, any combination of subchannels and antennas may be used to provide antenna and frequency diversity.

In the MIMO communication system, the multi-input multi-output channel can be decomposed into a set of  $N_c$  independent spatial subchannels.  
 15 The number of such spatial subchannels is less than or equal to the lesser of the number of the transmitting antennas and the number of receiving antennas (i.e.,  $N_c \leq N_T$  and  $N_c \leq N_R$ ). If  $\mathbf{H}$  is the  $N_R \times N_T$  matrix that gives the channel response for the  $N_T$  transmit antennas and the  $N_R$  receive antennas at a specific time, and  $\mathbf{x}$  is the  $N_T$ -vector inputs to the channel, then the received signal can  
 20 be expressed as:

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{n} ,$$

where  $\mathbf{n}$  is an  $N_R$ -vector representing noise plus interference. In one embodiment, the eigenvector decomposition of the Hermitian matrix formed by the product of the channel matrix with its conjugate-transpose can be  
 25 expressed as:

$$\mathbf{H}^* \mathbf{H} = \mathbf{E} \mathbf{\Lambda} \mathbf{E}^* ,$$

where the symbol "\*" denotes conjugate-transpose,  $\mathbf{E}$  is the eigenvector matrix, and  $\mathbf{\Lambda}$  is a diagonal matrix of eigenvalues, both of dimension  $N_T \times N_T$ .

The transmitter converts (i.e., pre-conditions) a set of  $N_T$  modulation  
 30 symbols  $\mathbf{b}$  using the eigenvector matrix  $\mathbf{E}$ . The transmitted modulation symbols from the  $N_T$  transmit antennas can be expressed as:

$$\mathbf{x} = \mathbf{E}\mathbf{b} .$$

For all antennas, the pre-conditioning of the modulation symbols can be achieved by a matrix multiply operation expressed as:

10

$$\begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_{N_T} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_{11}, & e_{12}, & \dots & e_{1N_T} \\ e_{21}, & e_{22}, & \dots & e_{2N_T} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ e_{N_T1}, & e_{N_T2}, & \dots & e_{N_TN_T} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ \vdots \\ b_{N_T} \end{bmatrix} \quad \text{Eq (1)}$$

where  $b_1, b_2, \dots$  and  $b_{N_T}$  are respectively the modulation symbols for a particular frequency subchannel at transmit antennas 1, 2, ...  $N_T$ , where each modulation symbol can be generated using, for example, M-PSK, M-QAM, and so on, as described below;

$E$  = is the eigenvector matrix related to the transmission characteristics from transmit antennas to the receive antennas; and

$x_1, x_2, \dots, x_{N_T}$  are the pre-conditioned modulation symbols, which can be expressed as:

$$\begin{aligned} x_1 &= b_1 \cdot e_{11} + b_2 \cdot e_{12} + \dots + b_{N_T} \cdot e_{1N_T} , \\ x_2 &= b_1 \cdot e_{21} + b_2 \cdot e_{22} + \dots + b_{N_T} \cdot e_{2N_T} , \text{ and} \\ x_{N_T} &= b_1 \cdot e_{N_T1} + b_2 \cdot e_{N_T2} + \dots + b_{N_T} \cdot e_{N_TN_T} . \end{aligned}$$

The received signal may be expressed as:

$$\underline{\mathbf{y}} = \underline{\mathbf{H}}\underline{\mathbf{E}}\underline{\mathbf{b}} + \underline{\mathbf{n}} .$$

15 The receiver performs a channel-matched-filter operation, followed by multiplication by the right eigenvectors. The result of the channel-matched-filter operation is the vector  $\underline{\mathbf{z}}$ , which can be expressed as:

$$\underline{\mathbf{z}} = \underline{\mathbf{E}}^* \underline{\mathbf{H}}^* \underline{\mathbf{H}} \underline{\mathbf{E}} \underline{\mathbf{b}} + \underline{\mathbf{E}}^* \underline{\mathbf{H}}^* \underline{\mathbf{n}} = \underline{\Lambda} \underline{\mathbf{b}} + \underline{\hat{\mathbf{n}}} ,$$

where the new noise term has covariance that can be expressed as:

$$20 \quad E(\underline{\hat{\mathbf{n}}} \underline{\hat{\mathbf{n}}}^*) = E(\underline{\mathbf{E}}^* \underline{\mathbf{H}}^* \underline{\mathbf{n}} \underline{\mathbf{n}}^* \underline{\mathbf{H}} \underline{\mathbf{E}}) = \underline{\mathbf{E}}^* \underline{\mathbf{H}}^* \underline{\mathbf{H}} \underline{\mathbf{E}} = \underline{\Lambda} ,$$

i.e., the noise components are independent and have variance given by the eigenvalues. The SNR of the  $i^{\text{th}}$  component of  $\underline{\mathbf{z}}$  is  $\lambda_i$ , the  $i^{\text{th}}$  diagonal element of  $\underline{\Lambda}$ .

25 An embodiment of the MIMO processing is described in further detail below and in U.S. Patent Application Serial No. 09/532,491, entitled "HIGH EFFICIENCY, HIGH PERFORMANCE COMMUNICATIONS SYSTEM EMPLOYING MULTI-CARRIER MODULATION," filed March 22, 2000,



assigned to the assignee of the present application and incorporated herein by reference.

Each of the  $N_c$  spatial subchannels in the MIMO channel as described in the above embodiment is also referred to as an eigenmode if these channels are independent of each other. For the MIMO mode, one modulation symbol can be transmitted on each of the eigenmodes in each frequency subchannel. Since the SNR may be different for each eigenmode, the number of bits that may be transmitted over each eigenmode may also be different. As noted above, each eigenmode of each frequency subchannel is also referred to as a transmission channel.

In other embodiments, the spatial subchannels can be created differently. For example, a spatial subchannel can be defined as the transmissions from one transmitter antenna to all of the receiver antennas.

As used herein, the MIMO mode includes full channel state information (full-CSI) and partial-CSI processing modes. For both full-CSI and partial-CSI, additional transmission paths are provided via spatially separable subchannels. Full-CSI processing utilizes eigenmodes, as described above. Partial-CSI processing does not utilize eigenmodes, and may involve providing to the transmitter unit (e.g., via feeding back on the reverse link) the SNR for each transmission channel (i.e., receive diversity port), and coding accordingly based on the received SNR.

A number of formulations may be utilized at the receiver unit to provide the requisite information for partial-CSI, including linear and non-linear forms of zero-forcing, channel correlation matrix inversion (CCMI), and minimum mean square error (MMSE), as is known in the art. For example, the derivation of SNRs for a non-linear zero-forcing (partial-CSI) MIMO case is described by P.W. Wolniansky *et al.* in a paper entitled "V-BLAST: An Architecture for Realizing Very High Data Rates Over the Rich-Scattering Wireless Channel," Proc. IEEE ISSSE-98, Pisa, Italy, Sept. 30, 1998, and incorporated herein by reference. The eigenvalues from a MIMO formulation are related to the SNRs of the eigenmodes for the full-CSI case. Non-MIMO cases can use an assortment of methods, as is known in the art.

Each transmission channel is associated with a SNR that may be known to both the transmitter and receiver. In this case, the modulation and coding parameters of each modulation symbol can be determined based on the SNR of the corresponding transmission channel. This allows for efficient use of the available frequency subchannels and eigenmodes.

Table 1 lists the number of information bits that may be transmitted in each modulation symbol for a particular level of performance (e.g., 1% frame-error rate, or % FER) for various SNR ranges. For each SNR range, Table 1 also lists a particular modulation scheme selected for use with that SNR range, the number of coded bits that may be transmitted for each modulation symbol for the selected modulation scheme, and the coding rate used to obtain the required number of coded bits/modulation symbol given the supported number of information bits/modulation symbol.

Table 1 lists one combination of modulation scheme and coding rate for each SNR range. The supported bit rate for each transmission channel may be achieved using any one of a number of possible combinations of coding rate and modulation scheme. For example, one information bit per symbol may be achieved using (1) a coding rate of 1/2 and QPSK modulation, (2) a coding rate of 1/3 and 8-PSK modulation, (3) a coding rate of 1/4 and 16-QAM, or (4) some other combination of coding rate and modulation scheme. In Table 1, QPSK, 16-QAM, and 64-QAM are used for the listed SNR ranges. Other modulation schemes such as 8-PSK, 32-QAM, 128-QAM, and so on, may also be employed and are within the scope of the invention.

Table 1

SNR Range	# of Information Bits/Symbol	Modulation Symbol	# of Coded Bits/Symbol	Coding Rate
1.5 – 4.4	1	QPSK	2	1/2
4.4 – 6.4	1.5	QPSK	2	3/4
6.4 – 8.35	2	16-QAM	4	1/2
8.35 – 10.4	2.5	16-QAM	4	5/8
10.4 – 12.3	3	16-QAM	4	3/4
12.3 – 14.15	3.5	64-QAM	6	7/12
14.15 – 15.55	4	64-QAM	6	2/3
15.55 – 17.35	4.5	64-QAM	6	3/4
> 17.35	5	64-QAM	6	5/6

20

For clarity, various aspects of the invention are described for an OFDM system and, in many instances, for an OFDM system operating in a MIMO mode. However, the encoding and processing techniques described herein may generally be applied to various communication systems such as, for example, (1) an OFDM system operating without MIMO, (2) a MIMO system operating without OFDM (i.e., operating based on a single frequency

25

subchannel, i.e., a single RF carrier, but multiple spatial subchannels), (3) a MIMO system operating with OFDM, and (4) others. OFDM is simply one technique for subdividing a wideband channel into a number of orthogonal frequency subchannels.

5

### Encoding

FIG. 3A is a block diagram of an embodiment of a parallel concatenated convolutional encoder 114x, which is often referred to as a Turbo encoder. Turbo encoder 114x represents one implementation of the forward error correction (FEC) portion of encoder 114 in FIG. 1 and may be used to encode data for transmission over one or more transmission channels.

The encoding within encoder 114 may include error correction coding or error detection coding, or both, which are used to increase the reliability of the link. The encoding may include, for example, cyclic redundancy check (CRC) coding, convolutional coding, Turbo coding, Trellis coding, block coding (e.g., Reed-Solomon coding), other types of coding, or a combination thereof. For a wireless communication system, a packet of data may be initially encoded with a particular CRC code, and the CRC bits are appended to the data packet. Additional overhead bits may also be appended to the data packet to form a formatted data packet, which is then encoded with a convolutional or Turbo code. As used herein, "information bits" refer to bits provided to the convolutional or Turbo encoder, including transmitted data bits and bits used to provide error detection or correction capability for the transmitted bits.

As shown in FIG. 3A, Turbo encoder 114x includes two constituent encoders 312a and 312b, and a code interleaver 314. Constituent encoder 312a receives and encodes the information bits,  $x$ , in accordance with a first constituent code to generate a first sequence of tail and parity bits,  $y$ . Code interleaver 314 receives and interleaves the information bits in accordance with a particular interleaving scheme. Constituent encoder 312b receives and encodes the interleaved bits in accordance with a second constituent code to generate a second sequence of tail and parity bits,  $z$ . The information bits, tail bits, and parity bits from encoders 312a and 312b are provided to the next processing element (channel interleaver 116).

FIG. 3B is a diagram of an embodiment of a Turbo encoder 114y, which is one implementation of Turbo encoder 114x and may also be used within encoder 114 in FIG. 1. In this example, Turbo encoder 114y is a rate 1/3 encoder that provides two parity bits,  $y$  and  $z$ , for each information bit  $x$ .

In the embodiment shown in FIG. 3B, each constituent encoder 322 of Turbo encoder 114y implements the following transfer function for the constituent code:

$$G(D) = \begin{bmatrix} 1 & \frac{n(D)}{d(D)} \end{bmatrix},$$

5 where

$$n(D) = 1 + D + D^3, \text{ and}$$

$$d(D) = 1 + D^2 + D^3$$

Other constituent codes may also be used and are within the scope of the invention.

Each constituent encoder 322 includes a number of series coupled delay  
 10 elements 332, a number of modulo-2 adders 334, and a switch 336. Initially, the states of delay elements 332 are set to zeros and switch 336 is in the up position. Then, for each information bit in a data packet, adder 334a performs modulo-2 addition of the information bit with the output bit from adder 334c and provides the result to delay element 332a. Adder 334b receives and performs  
 15 modulo-2 addition of the bits from adder 334a and delay elements 332a and 332c, and provides the parity bit  $y$ . Adder 334c performs modulo-2 addition of the bits from delay elements 332b and 332c.

After all  $N$  information bits in the data packet have been encoded, switch 336 is moved to the down position and three zero ("0") bits are provided to the  
 20 constituent encoder 322a. Constituent encoder 322a then encodes the three zero bits and provides three tail systematic bits and three tail parity bits.

For each packet of  $N$  information bits, constituent encoder 322a provides  
 $N$  information bits  $x$ , the first three tail systematic bits,  $N$  parity bits  $y$ , and the first three tail parity bits, and constituent encoder 322b provides the second  
 25 three tail systematic bits,  $N$  parity bits  $z$ , and the last three tail parity bits. For each packet, encoder 114y provides  $N$  information bits, six tail systematic bits,  $N+3$  parity bits from encoder 322a, and  $N+3$  parity bits from encoder 322b.

Code interleaver 314 may implement any one of a number of interleaving schemes. In one specific interleaving scheme, the  $N$  information  
 30 bits in the packet are written, by row, into a  $2^5$ -row by  $2^n$ -column array, where  $n$  is the smallest integer such that  $N \leq 2^{5+n}$ . The rows are then shuffled according to a bit-reversal rule. For example, row 1 ("00001") is swapped with row 16 ("10000"), row 3 ("00011") is swapped with row 24 ("11000"), and so on. The bits

within each row are then permuted (i.e., rearranged) according to a row-specific linear congruential sequence (LCS). The LCS for row  $k$  may be defined as  $x_k(i+1) = \{x_k(i) + c_k\} \bmod 2^n$ , where  $i = 0, 1, \dots, 2^n-1$ ,  $x_k(0) = c_k$ , and  $c_k$  is a specific value selected for each row and is further dependent on the value for  $n$ . For  
5 permutation in each row, the  $i^{\text{th}}$  bit in the row is placed in location  $x(i)$ . The bits in code interleaver 314 are then read out by column.

The above LCS code interleaving scheme is described in further detail in commonly assigned U.S. Patent Application Serial No. 09/205,511, entitled "TURBO CODE INTERLEAVER USING LINEAR CONGRUENTIAL  
10 SEQUENCES," filed December 4, 1998, and in a document entitled "C.S0002-A-1 Physical Layer Standard for cdma2000 Spread Spectrum Systems" (hereinafter referred to as the cdma2000 standard), both of which are incorporated herein by reference.

Other code interleaver may also be used and are within the scope of the  
15 invention. For example, a random interleaver or a symmetrical-random (S-random) interleaver may also be used instead of the linear congruential sequence interleaver described above.

For clarity, the data coding is specifically described based on a Turbo code. Other coding schemes may also be used and are within the scope of the  
20 invention. For example, the data may be coded with a convolutional code, a block code, a concatenated code comprised of a combination of block, convolutional, and/or Turbo codes, or some other code. The data may be coded in accordance with a "base" code, and the coded bits may thereafter be processed (e.g., punctured) based on the capabilities of the transmission  
25 channels used to transmit the data.

### Channel Interleaving

Referring back to FIG. 1, the coded bits from encoder 114 are interleaved by channel interleaver 116 to provide temporal and frequency diversity against  
30 deleterious path effects (e.g., fading). Moreover, since coded bits are subsequently grouped together to form non-binary symbols that are then mapped to modulation symbols, the interleaving further ensures that the coded bits that form each modulation symbol are not located close to each other (temporally). For static additive white Gaussian noise (AWGN) channels, the  
35 channel interleaving is less critical when a Turbo encoder is also employed, since the code interleaver effectively performs similar functions.

Various interleaving schemes may be used for the channel interleaver. In one interleaving scheme, the coded bits (i.e., the information, tail, and parity

bits) for each packet are written (linearly) to rows of memory. The bits in each row may then be permuted (i.e., rearranged) based on (1) a bit-reversal rule, (2) a linear congruential sequence (such as the one described above for the code interleaver), (3) a randomly generated pattern, (4) or a permutation pattern  
5 generated in some other manner. The rows are also permuted in accordance with a particular row permutation pattern. The permuted coded bits are then retrieved from each column and provided to puncturer 117.

In an embodiment, the channel interleaving is performed individually for each bit stream in a packet. For each packet, the information bits  $x$ , the tail  
10 and parity bits  $y$  from the first constituent encoder, and the tail and parity bits  $z$  from the second constituent encoder may be interleaved by three separate interleavers, which may employ the same or different channel interleaving schemes. This separate interleaving allows for flexible puncturing on the individual bit streams.

15 The interleaving interval may be selected to provide the desired temporal and frequency diversity. For example, coded bits for a particular time period (e.g., 10 msec, 20 msec, or some other) and/or for a particular number of transmission channels may be interleaved.

## 20 **Puncturing**

As noted above, for an OFDM communication system, the number of information bits that may be transmitted for each modulation symbol is dependent on the SNR of the transmission channel used to transmit the modulation symbol. And for an OFDM system operated in the MIMO mode,  
25 the number of information bits that may be transmitted for each modulation symbol is dependent on the SNR of the frequency subchannel and spatial subchannel used to transmit the modulation symbol.

In accordance with an aspect of the invention, a number of coding/puncturing schemes may be used to generate the coded bits (i.e.,  
30 information, tail, and parity bits) for transmission. In a first coding/puncturing scheme, a particular base code and common puncturing is applied for all transmission channels. In a second coding/puncturing scheme, the same base code but variable puncturing is applied for the transmission channels. The variable puncturing is dependent on the SNR of the transmission channels.

35 FIG. 4A is a flow diagram of an embodiment for generating the required coded bits for a data transmission, which employs the base code and common puncturing scheme. Initially, the SNR for each transmission channel (i.e., each eigenmode of each frequency subchannel) is determined, at step 412. For an

OFDM system not operated in the MIMO mode, only one eigenmode is supported and thus only one SNR is determined for each frequency subchannel. The SNR for each transmission channel may be determined based on the transmitted pilot reference or via some other mechanism.

5       At step 414, the number of information bits per modulation symbol supported by each transmission channel is determined based on its SNR. A table that associates a range of SNR with each specific number of information bits/modulation symbol, such as Table 1, may be used. However, finer quantization than the 0.5-bit step size for the information bits shown in Table 1  
10       may be used. A modulation scheme is then selected for each transmission channel such that the number of information bits/modulation symbol can be transmitted, at step 416. The modulation scheme may also be selected to take into account other factors (e.g., coding complexity), as described in further detail below.

15       At step 418, the total number of information bits that may be transmitted in each time slot for all transmission channels is determined. This can be achieved by summing the number of information bits/modulation symbol determined for all transmission channels. Similarly, the total number of coded bits that may be transmitted in each time slot for all transmission channels is  
20       determined, at step 420. This can be achieved by determining the number of coded bits/modulation symbol for each modulation scheme selected in step 416, and summing the number of coded bits for all transmission channels.

      At step 422, the total number of information bits determined in step 418 is encoded with a particular encoder. If a Turbo encoder is used, the tail bits  
25       and parity bits generated by the encoder are punctured to obtain the total number of coded bits determined in step 420. The unpunctured coded bits are then grouped into non-binary symbols, which are then mapped to modulation symbols for the transmission channels, at step 426.

      The first coding/puncturing scheme is relatively simple to implement  
30       since the same base code and puncturing scheme are used for all transmission channels. The modulation symbol for each transmission channel represents a point in a signal constellation corresponding to the modulation scheme selected for that transmission channel. If the distribution of the SNR for the transmission channels is widespread, the distance between the constellation  
35       points relative to the noise variance for different signal constellations will vary widely. This may then impact the performance of the system.

      FIG. 4B is a flow diagram of an embodiment for generating the required coded bits for a data transmission, which employs the same base code but

variable puncturing scheme. Initially, the SNR for each transmission channel is determined, at step 432. In an embodiment, transmission channels with insufficient SNR are omitted from use for data transmission (i.e., no data is transmitted on poor transmission channels). The number of information bits per modulation symbol supported by each transmission channel is then determined based on its SNR, at step 434. A modulation scheme is next selected for each transmission channel such that the number of information bits/modulation symbol can be transmitted, at step 436. Steps 432, 434, and 436 in FIG. 4B correspond to steps 412, 414, and 416 in FIG. 4A.

At step 438, the transmission channels belonging to the same SNR range are grouped into a segment. Alternatively, ranges can be defined for the number of information bits per modulation symbol (e.g., range 1 covering 1.0 to 1.5 information bits/modulation symbol, range 2 covering 1.5 to 2.0 information bits/modulation symbol, and so on). In this case, transmission channels having number of information bits per modulation symbol within the same range are grouped into a segment.

Each segment includes  $K_i$  transmission channels, where  $K_i$  can be any integer one or greater. The total number of information bits and total number of coded bits that can be transmitted in each segment are then determined, at step 440. For example, segment  $i$  may include  $K_i$  transmission channels, each of which may support transmission of  $N_i$  information bits/modulation symbol and  $P_i$  tail and parity bits/modulation symbol. For each time slot, the total number of information bits that may be transmitted in segment  $i$  can be computed as  $K_i \cdot N_i$ , the total number of tail and parity bits that may be transmitted can be computed as  $K_i \cdot P_i$ , and the total number of coded bits may be computed as  $K_i(N_i + P_i)$ .

At step 442, the information bits to be transmitted in each time slot for all segments, which may be computed as  $\sum_i K_i N_i$ , are encoded with a particular encoder (e.g., a rate 1/3 Turbo encoder such as the one shown in FIG. 3B). At step 444,  $N_i$  information bits and  $N_i/R$  parity and tail bits are assigned to each transmission channel of segment  $i$ , where  $R$  is the coding rate of the encoder. The  $N_i/R$  parity and tail bits are then punctured to obtain the  $P_i$  parity and tail bits required for each transmission channel of the segment, at step 446. At step 448, the  $N_i$  information bits and the  $P_i$  parity and tail bits for each transmission channel of segment  $i$  are mapped to a modulation symbol for the transmission channel.



The second coding/puncturing scheme may provide improved performance over the first scheme, especially if the distribution of SNR for the transmission channels is widespread. Since different modulation schemes and coding rate may be used for different transmission channels, the number of bits  
5 transmitted on each transmission channel is typically communicated from the receiver to the transmitter on the reverse link.

Table 1 shows the quantization of the number of information bits/modulation symbol using 0.5-bit step size. The quantization granularity may be reduced (i.e., to be finer than 0.5-bit) if each segment (and not each  
10 transmission channel) is required to support an integer number of information bits. If  $K_i \cdot N_i$  is required to be an integer, a larger integer value for  $K_i$  allows for a smaller step size for  $N_i$ . The quantization granularity may be further reduced if the quantization is allowed to be carried from segment to segment. For example, if one bit needs to be rounded-off in one segment, one bit may be  
15 rounded-up in the next segment, if appropriate. The quantization granularity may also be reduced if the quantization is allowed to be carried over multiple time slots.

To support an OFDM system (especially one operated in the MIMO mode) whereby different SNR may be achieved for the transmission channels, a  
20 flexible puncturing scheme may be used in conjunction with a common base encoder (e.g., a rate 1/3 Turbo encoder) to achieve the necessary coding rates. This flexible puncturing scheme may be used to provide the necessary number of tail and parity bits for each segment. For a high coding rate in which more tail and parity bits are punctured than retained, the puncturing may be  
25 efficiently achieved by retaining the required number of tail and parity bits as they are generated by the encoder and discarding the others.

As an example, a segment may include 20 16-QAM modulation symbols and has a SNR that supports transmission of 2.75 information bits/modulation symbol. For this segment, 55 information bits ( $55 = 20 \times 2.75$ ) may be  
30 transmitted in 20 modulation symbols. Each 16-QAM modulation symbol is formed with four coded bits, and 80 coded bits are needed for 20 modulation symbols. The 55 information bits may be encoded with a rate 1/3 encoder to generate 122 tail and parity bits and 55 information bits. These 122 tail and parity bits may be punctured to provide the 35 tail and parity bits required for  
35 the segment, which in combination with the 55 information bits comprise the 80 coded bits.

Referring back to FIG. 1, puncturer 117 receives the interleaved information and parity bits from channel interleaver 116, punctures (i.e.,

deletes) some of the tail and parity bits to achieve the desired coding rate(s), and multiplexes the unpunctured information, tail, and parity bits into a sequence of coded bits. The information bits (which are also referred to as systematic bits) may also be punctured along with the tail and parity bits, and  
5 this is within the scope of the invention.

FIG. 3C is a diagram of an embodiment of a puncturer 117x, which may be used to provide variable puncturing of coded bits. Puncturer 117x is one implementation of puncturer 117 in FIG. 1. Using a set of counters, puncturer 117x performs puncturing to retain  $P_i$  tail and parity bits out of  $Q_i$  tail and  
10 parity bits generated by the encoder for segment i.

Within puncturer 117x, the interleaved tail and parity bits  $y_{INT}$  and  $z_{INT}$  from the two constituent encoders of the Turbo encoder are provided to two inputs of a switch 342. Switch 342 provides either the  $y_{INT}$  tail and parity bits or the  $z_{INT}$  tail and parity bits to line 343, depending on a control signal from a  
15 toggle unit 348. Switch 342 ensures that the tail and parity bits from the two constituent encoders are evenly selected by alternating between the two tail and parity bit streams.

A first counter 352 performs modulo- $Q$  addition and wraps around after its content reaches beyond  $Q-1$ . A second counter 354 counts (by one) the  $Q$  tail  
20 and parity bits. For each segment, both counters 352 and 354 are initially set to zero, switch 342 is in the up position, and the first tail or parity bit  $y_{INT0}$  is provided from multiplexer 346 by closing a switch 344 and appropriately controlling the multiplexer. For each subsequent clock cycle, counter 352 is incremented by  $P$  and counter 354 is incremented by one. The value of counter  
25 352 is provided to a decision unit 356. If counter 352 experiences a modulo- $Q$  operation (i.e., the content of counter 352 wraps around), the tail or parity bit on line 343 is provided through switch 344 to multiplexer 346, which then provides the tail or parity bit as an output coded bit. Each time a tail or parity bit is provided from multiplexer 346, toggle unit 348 toggles the state of the  
30 control signal, and the other tail and parity bit stream is provided to line 343. The process continues until all  $Q_i$  tail and parity bits in the segment are exhausted, as indicated by comparison unit 358.

Other puncturing patterns may also be used and are within the scope of the invention. To provide good performance, the number of tail and parity bits  
35 to be punctured should be balanced between the two constituent codes (i.e., approximately equal number of  $y_{INT}$  and  $z_{INT}$  tail and parity bits are selected) and the unpunctured bits should be distributed relatively evenly over the code block for each segment.

In certain instances, the number of information bits may be less than the capacity of the transmission channels. In such instances, the available and unfilled bit positions may be filled with zero padding, by repeating some of the coded bits, or by some other scheme. The transmit power may also be reduced  
5 for some schemes.

### Gray Mapping

In an embodiment, for each modulation scheme (e.g., QPSK, 16-QAM, 64-QAM, and so on) selected for use, the points in the signal constellation for  
10 the modulation scheme are defined using Gray mapping. The Gray mapping reduces the number of bit errors for more likely error events, as described in further detail below.

FIG. 5 is a diagram of a signal constellation for 16-QAM and a specific Gray mapping scheme. The signal constellation for 16-QAM includes 16 points,  
15 each of which is associated with a specific 4-bit value. For Gray mapping, the 4-bit values are associated with the points in the signal constellation such that the values for adjacent points (in the horizontal or vertical direction) differ by only one bit position. The values for points further away differ by more bit positions (e.g., the values for adjacent points in the diagonal direction differ by two bit  
20 positions).

Each group of four coded bits ( $b_1 b_2 b_3 b_4$ ) is mapped to a specific point in the signal constellation associated with the same value as that of the four coded bits. For example, a value of ("0111") for the four coded bits is mapped to a point 512 in the signal constellation. This point then represents the modulation  
25 symbol for the four coded bits. For 16-QAM, each modulation symbol represents a specific one of the 16 points in the signal constellation, with the specific point being determined by the value of the four coded bits. Each modulation symbol can be expressed as a complex number ( $c + jd$ ) and provided to the next processing element (i.e., MIMO processor 120 in FIG. 1).

30 At the receiver unit, the modulation symbols are received in the presence of noise and typically do not map to the exact location in the signal constellation. For the above example, the received modulation symbol for the transmitted coded bits ("0111") may not map to point 512 at the receiver unit. The noise may have caused the received modulation symbol to be mapped to  
35 another location in the signal constellation. Typically, there is greater likelihood of the received modulation symbol being mapped to a location near the correct location (e.g., near the points for "0101", "0011", "0110", or "1111"). Thus, the more likely error event is a received modulation symbol being

erroneously mapped to a point adjacent to the correct point. And since adjacent points in the signal constellation have values that differ by only one bit position, the Gray mapping reduces the number of error bits for more likely error events.

5        FIG. 5 shows a specific Gray mapping scheme for the 16-QAM signal constellation. Other Gray mapping schemes may also be used and are within the scope of the invention. The signal constellations for other modulation schemes (e.g., 8-PSK, 64-QAM, and so on) may also be mapped with similar or other Gray mapping schemes. For some modulation schemes such as 32-QAM  
10       and 128-QAM, a partial Gray mapping scheme may be used if a full Gray mapping scheme is not possible. Also, mapping schemes not based on Gray mapping may also be used and are within the scope of the invention.

### MIMO Processing

15       FIG. 6 is a block diagram of an embodiment of a MIMO processor 120x, which is one implementation of MIMO processor 120 in FIG. 1. The modulation symbols may be transmitted on multiple frequency subchannels and possibly from multiple transmit antennas. When operating in the MIMO mode, the transmission on each frequency subchannel and from each transmit  
20       antenna represents non-duplicated data.

Within MIMO processor 120x, a demultiplexer (DEMUX) 610 receives and demultiplexes the modulation symbols into a number of subchannel symbol streams,  $S_1$  through  $S_L$ , one subchannel symbol stream for each frequency subchannel used to transmit the symbols. Each subchannel symbol  
25       stream is then provided to a respective subchannel MIMO processor 612.

Each subchannel MIMO processor 612 may further demultiplex the received subchannel symbol stream into a number of (up to  $N_T$ ) symbol sub-streams, one symbol sub-stream for each antenna used to transmit the modulation symbols. When the OFDM system is operated in the MIMO mode,  
30       each subchannel MIMO processors 612 pre-conditions the (up to)  $N_T$  modulation symbols in accordance with equation (1) described above to generate pre-conditioned modulation symbols, which are subsequently transmitted. In the MIMO mode, each pre-conditioned modulation symbol for a particular frequency subchannel of a particular transmit antenna represents a  
35       linear combination of (weighted) modulation symbols for up to  $N_T$  transmit antennas. Each of the (up to)  $N_T$  modulation symbols used to generate each pre-conditioned modulation symbol may be associated with a different signal constellation.

For each time slot, (up to)  $N_T$  pre-conditioned modulation symbols may be generated by each subchannel MIMO processor 612 and provided to (up to)  $N_T$  symbol combiners 616a through 616t. For example, subchannel MIMO processor 614a assigned to frequency subchannel 1 may provide up to  $N_T$  pre-conditioned modulation symbols for frequency subchannel 1 of antennas 1 through  $N_T$ . Similarly, subchannel MIMO processor 612l assigned to frequency subchannel L may provide up to  $N_T$  symbols for frequency subchannel L of antennas 1 through  $N_T$ . Each combiner 616 receives the pre-conditioned modulation symbols for the L frequency subchannels, combines the symbols for each time slot into a modulation symbol vector,  $V$ , and provides the modulation symbol vector to the next processing stage (i.e., modulator 122).

MIMO processor 120x thus receives and processes the modulation symbols to provide  $N_T$  modulation symbol vectors,  $V_1$  through  $V_T$ , one modulation symbol vector for each transmit antenna. The collection of L pre-conditioned modulation symbols for each time slot of each antenna form a modulation symbol vector  $V$  of dimensionality L. Each element of the modulation symbol vector  $V$  is associated with a specific frequency subchannel having a unique subcarrier on which the modulation symbol is conveyed. The collection of the L modulation symbols are all orthogonal to one another. If not operating in a "pure" MIMO mode, some of the modulation symbol vectors may have duplicate information on specific frequency subchannels for different transmit antennas.

Subchannel MIMO processor 612 may be designed to provide the necessary processing to implement full channel state information (full-CSI) or partial-CSI processing for the MIMO mode. Full CSI includes sufficient characterization of the propagation path (i.e., amplitude and phase) between all pairs of transmit and receive antennas for each frequency subchannel. Partial CSI may include, for example, the SNR of the spatial subchannels. The CSI processing may be performed based on the available CSI information and on the selected frequency subchannels, transmit antennas, and so on. The CSI processing may also be enabled and disabled selectively and dynamically. For example, the CSI processing may be enabled for a particular data transmission and disabled for some other data transmissions. The CSI processing may be enabled under certain conditions, for example, when the communication link has adequate SNR. Full-CSI and partial-CSI processing is described in further detail in the aforementioned U.S. Patent Application Serial No. 09/532,491.

FIG. 6 also shows an embodiment of modulator 122. The modulation symbol vectors  $V_1$  through  $V_T$  from MIMO processor 120x are provided to

modulators 114a through 114t, respectively. In the embodiment shown in FIG. 6, each modulator 114 includes an IFFT 620, cycle prefix generator 622, and an upconverter 624.

IFFT 620 converts each received modulation symbol vector into its time-domain representation (which is referred to as an OFDM symbol) using the inverse fast Fourier transform (IFFT). IFFT 620 can be designed to perform the IFFT on any number of frequency subchannels (e.g., 8, 16, 32, and so on). In an embodiment, for each modulation symbol vector converted to an OFDM symbol, cycle prefix generator 622 repeats a portion of the time-domain representation of the OFDM symbol to form a transmission symbol for the specific antenna. The cyclic prefix insures that the transmission symbol retains its orthogonal properties in the presence of multipath delay spread, thereby improving performance against deleterious path effects. The implementation of IFFT 620 and cycle prefix generator 622 is known in the art and not described in detail herein.

The time-domain representations from each cycle prefix generator 622 (i.e., the "transmission" symbols for each antenna) are then processed by upconverter 624, converted into an analog signal, modulated to a RF frequency, and conditioned (e.g., amplified and filtered) to generate an RF modulated signal, which is then transmitted from the respective antenna 124.

OFDM modulation is described in further detail in a paper entitled "Multicarrier Modulation for Data Transmission : An Idea Whose Time Has Come," by John A.C. Bingham, IEEE Communications Magazine, May 1990, which is incorporated herein by reference.

For an OFDM system not operated in the MIMO mode, MIMO processor 120 may be removed or disabled and the modulation symbols may be grouped into the modulation symbol vector  $V$  without any pre-conditioning. This vector is then provided to modulator 122. And for an OFDM system operated with transmit diversity (and not in the MIMO mode), demultiplexer 614 may be removed or disabled and the (same) pre-conditioned modulation symbols are provided to (up to)  $N_T$  combiners.

As shown in FIG. 2, a number of different transmissions (e.g., voice, signaling, data, pilot, and so on) may be transmitted by the system. Each of these transmissions may require different processing.

FIG. 7 is a block diagram of an embodiment of a system 110y capable of providing different processing for different transmissions. The aggregate input data, which includes all information bits to be transmitted by system 110y, is provided to a demultiplexer 710. Demultiplexer 710 demultiplexes the input

data into a number of (K) channel data streams,  $B_1$  through  $B_K$ . Each channel data stream may correspond to, for example, a signaling channel, a broadcast channel, a voice call, or a traffic data transmission. Each channel data stream is provided to a respective encoder/channel interleaver/puncturer/symbol mapping element 712 that encodes the data using a particular encoding scheme selected for that channel data stream, interleaves the encoded data based on a particular interleaving scheme, punctures the interleaved code bits, and maps the interleaved data into modulation symbols for the one or more transmission channels used for transmitting that channel data stream.

The encoding can be performed on a per channel basis (i.e., on each channel data stream, as shown in FIG. 7). However, the encoding may also be performed on the aggregate input data (as shown in FIG. 1), on a number of channel data streams, on a portion of a channel data stream, across a set of frequency subchannels, across a set of spatial subchannels, across a set of frequency subchannels and spatial subchannels, across each frequency subchannel, on each modulation symbol, or on some other unit of time, space, and frequency.

The modulation symbol stream from each encoder/channel interleaver/puncturer/symbol mapping element 712 may be transmitted on one or more frequency subchannels and via one or more spatial subchannels of each frequency subchannel. A MIMO processor 120y receives the modulation symbol streams from elements 712. Depending on the mode to be used for each modulation symbol stream, MIMO processor 120y may demultiplex the modulation symbol stream into a number of subchannel symbol streams. In the embodiment shown in FIG. 7, modulation symbol stream  $S_1$  is transmitted on one frequency subchannel and modulation symbol stream  $S_K$  is transmitted on L frequency subchannels. The modulation stream for each frequency subchannel is processed by a respective subchannel MIMO processor, demultiplexed, and combined in similar manner as that described in FIG. 6 to form a modulation symbol vector for each transmit antenna.

In general, the transmitter unit codes and modulates data for each transmission channel based on information descriptive of the channel's transmission capability. This information is typically in the form of partial-CSI or full-CSI described above. The partial or full-CSI for the transmission channels to be used for a data transmission is typically determined at the receiver unit and reported back to the transmitter unit, which then uses the information to code and modulate data accordingly. The techniques described herein are applicable for multiple parallel transmission channels supported by

MIMO, OFDM, or any other communication scheme (e.g., a CDMA scheme) capable of supporting multiple parallel transmission channels.

### **Demodulation and Decoding**

5 FIG. 8 is a block diagram of an embodiment of a decoding portion of system 150. For this embodiment, a Turbo encoder is used to encode the data prior to transmission. A Turbo decoder is correspondingly used to decode the received modulation symbols.

10 As shown in FIG. 8, the received modulation symbols are provided to a bit log-likelihood ratio (LLR) calculation unit 158x, which calculates the LLRs of the bits that make up each modulation symbol. Since a Turbo decoder operates on LLRs (as oppose to bits), bit LLR calculation unit 158x provides an LLR for each received coded bit. The LLR for each received coded bit is the logarithm of the probability that the received coded bit is a zero divided by the  
15 probability that the received coded bit is a one.

As described above, M coded bits ( $b_1, b_2, \dots b_M$ ) are grouped to form a single non-binary symbol S, which is then mapped to a modulation symbol T(S) (i.e., modulated to a high-order signal constellation). The modulation symbol is processed, transmitted, received, and further processed to provide a received  
20 modulation symbol R(S). The LLR of coded bit  $b_m$  in the received modulation symbol can be computed as:

$$\begin{aligned} LLR(b_m) &= \log \left( \frac{P(b_m = 0)}{P(b_m = 1)} \right) \\ &= \log(P(R(S) \mid b_m = 0)) - \log(P(R(S) \mid b_m = 1)) \quad \text{Eq (2)} \\ &= \log \left( \sum_{T(S): b_m = 0} P(R(S) \mid T(S)) \right) - \log \left( \sum_{T(S): b_m = 1} P(R(S) \mid T(S)) \right) \end{aligned}$$

where  $P(R(S) \mid b_m = 0)$  is the probability of bit  $b_m$  being a zero based on the received symbol R(S). Approximations may also be used in computing the  
25 LLRs.

De-puncturer 159 then inserts "erasures" for code bits that have been deleted (i.e., punctured) at the transmitter. The erasures typically have a value of zero ("0"), which is indicative of the punctured bit being equally likely to be a zero or a one.

30 From equation (2), it can be noted that the LLRs for the received coded bits within a modulation symbol tend to be correlated. This correlation can be



broken up by interleaving the coded bits prior to modulation. As shown in FIG. 1, the channel interleaving advantageously performs the decorrelation of the coded bits in each modulation symbol.

The coded bit LLRs are provided to a channel deinterleaver 160 and  
5 deinterleaved in a manner complementary to the channel interleaving performed at the transmitter. The channel deinterleaved LLRs corresponding to the received information, tail, and parity bits are then provided to a Turbo decoder 162x.

Turbo decoder 162x includes summers 810a and 810b, decoders 812a and  
10 812b, a code interleaver 814, a code deinterleaver 816, and a detector 818. In an embodiment, each decoder 812 is implemented as a soft-input/soft-output (SISO) maximum a posteriori (MAP) decoder.

Summer 810a receives and sums the LLRs of the received information bits,  $LLR(x')$ , and the extrinsic information from deinterleaver 816 (which is set  
15 to zeros on the first iteration), and provides refined LLRs. The refined LLRs are associated with greater confidence in the detected values of the received information bits.

Decoder 812a receives the refined LLRs from summer 810a and the LLRs of the received tail and parity bits from the first constituent encoder,  $LLR(y')$ ,  
20 and decodes the received LLRs to generate extrinsic information indicative of corrections in the probability values for the received information bits. The extrinsic information from decoder 812a are summed with the received information bit LLRs by summer 810b, and the refined LLRs are stored to code interleaver 814. Code interleaver 814 implements the same code interleaving  
25 used at the Turbo encoder (e.g., the same as code interleaver 314 in FIG. 3B).

Decoder 812b receives the interleaved LLRs from interleaver 814 and the LLRs of the received tail and parity bits from the second constituent encoder,  $LLR(z')$ , and decodes the received LLRs to generate extrinsic information  
30 indicative of further corrections in the probability values for the received information bits. The extrinsic information from decoder 812b is stored to code deinterleaver 816, which implements a deinterleaving scheme complementary to the interleaving scheme used for interleaver 814.

The decoding of the received coded bit LLRs is iterated a number of times. With each iteration, greater confidence is gained for the refined LLRs.  
35 After all the decoding iterations have been completed, the final refined LLRs are provided to detector 818, which provides values for the received information bits based on the LLRs.

Other types of decoder may also be used beside the SISO MAP decoder such as one that implements the soft output Viterbi algorithm (SOVA). The design of the decoder is typically dependent on the particular Turbo coding scheme used at the transmitter.

- 5 Turbo decoding is described in greater detail by Steven S. Pietrobon in a paper entitled "Implementation and Performance of a Turbo/Map Decoder," International Journal of Satellite Communications, Vol. 16, 1998, pp. 23-46, which is incorporated herein by reference.

#### 10 **Modulation Scheme and Coding Rate**

- The achieved SNR of each transmission channel supports a particular number of information bits per modulation symbol (i.e., a particular information bit rate) for a desired level of performance (e.g., 1% FER). This information bit rate may be supported by a number of different modulation
- 15 schemes. For example, a bit rate of 1.5 information bits/modulation symbol may be supported by QPSK, 8-PSK, 16-QAM, or any higher order modulation scheme. Each modulation scheme is able to transmit a particular number of coded bits per modulation symbol.

- Depending on the selected modulation scheme, a corresponding coding
- 20 rate is selected such that the required number of coded bits is provided for the number of information bits for each modulation symbol. For the above example, QPSK, 8-PSK, and 16-QAM are respectively able to transmit 2, 3, and 4 coded bits per modulation symbol. For an information bit rate of 1.5 information bits/modulation symbol, coding rates of 3/4, 1/2, and 3/8 are
- 25 used to generate the required number of coded bits for QPSK, 8-PSK, and 16-QAM, respectively. Thus, different combinations of modulation scheme and coding rate may be used to support a particular information bit rate.

- In certain embodiments of the invention, a "weak" binary code (i.e., a high coding rate) is used in conjunction with a low-order modulation scheme
- 30 for the supported bit rate. Through a series of simulation, it is observed that a lower order modulation scheme in combination with a weaker code may offer better performance than a higher order modulation scheme with a stronger code. This result may be explained as follows. The LLR decoding metrics of binary Turbo codes in an AWGN channel is near optimal for the Turbo decoding algorithm. However, for the Gray mapped high-order modulation
- 35 scheme, the optimal LLR metrics are generated for each received modulation symbol and not each received bit. The symbol LLR metrics are then broken to yield bit LLR metrics for the binary code decoder. Some information is lost

during the break-up process, and using the bit decoding metrics may result in non-optimal performance. The lower order modulation schemes correspond to fewer bits per symbol, which may experience less of the break-up loss and therefore provide better performance than the higher order modulation scheme counterparts.

In accordance with an aspect of the invention, in order to achieve certain spectrum efficiency, a code with a coding rate of between, and inclusive of,  $n/(n+1)$  to  $n/(n+2)$  is used with an appropriate modulation scheme, where  $n$  is the number of information bits per modulation symbol. This coding rate may be easily achieved with a fixed code (e.g., the rate 1/3 Turbo code described above) in combination with a variable puncturing scheme. To achieve a high coding rate, the tail and parity bits may be heavily punctured and the unpunctured tail and parity bits may be evenly distributed over the information bits.

#### Framing

For many communication systems, it is convenient to define data packets (i.e., logical frames) with fixed sizes. For example, a system may define three different packets having sizes of 1024, 2048, and 4096 bits. These defined data packets simplify some of the processing at both the transmitter and receiver.

For an OFDM system, a physical frame may be defined to include (1) an integer number of OFDM symbols, (2) a particular number of modulation symbols on one or more transmission channels, (3) or some other units. As described above, because of the time-variant nature of the communication link, the SNR of the transmission channels may vary over time. Consequently, the number of information bits which may be transmitted on each time slot for each transmission channel will likely vary over time, and the number of information bits in each physical frame will also likely vary over time.

In one embodiment, a logical frame is defined such that it is independent of the OFDM symbols. In this embodiment, the information bits for each logical frame are encoded/punctured, and the coded bits for the logical frame are grouped and mapped to modulation symbols. In one simple implementation, the transmission channels are sequentially numbered. The coded bits are then used to form as many modulation symbols as needed, in the sequential order of the transmission channels. A logical frame (i.e., a data packet) may be defined to start and end at modulation symbol boundaries. In this implementation, the logical frame may span more than one OFDM symbol

and may further cross OFDM symbol boundaries. Moreover, each OFDM symbol may include coded bits from multiple data packets.

In another embodiment, a logical frame is defined based on a physical unit. For example, a logical frame may be defined to include (1) a number of modulation symbols on one or more transmission channels, (2) one or more OFDM symbols, or (3) a number of modulation symbols defined in some other manner.

The use of punctured binary Turbo code and Gray mapping (BTC-GM) for high-order modulation provides numerous advantages. The BTC-GM scheme is simpler to implement than the more optimal but more complicated Turbo trellis coded modulation (TTCM) scheme, yet can achieve performance close to that of TTCM. The BTC-GM scheme also provides a high degree of flexibility because of the ease of implementing different coding rate by simply adjusting the variable puncturing. The BTC-GM scheme also provides robust performance under different puncturing parameters. Also, currently available binary Turbo decoders may be used, which may simplify the implementation of the receiver. However, in certain embodiments, other coding schemes may also be used and are within the scope of the invention.

The foregoing description of the preferred embodiments is provided to enable any person skilled in the art to make or use the present invention. Various modifications to these embodiments will be readily apparent to those skilled in the art, and the generic principles defined herein may be applied to other embodiments without the use of the inventive faculty. Thus, the present invention is not intended to be limited to the embodiments shown herein but is to be accorded the widest scope consistent with the principles and novel features disclosed herein.

**WHAT IS CLAIMED IS:**

## CLAIMS

1. In a wireless communication system, a method for preparing data for  
2 transmission on a plurality of transmission channels, wherein each  
transmission channel is operative to transmit a respective sequence of  
4 modulation symbols, the method comprising:  
determining a number of information bits per modulation symbol  
6 supported by each transmission channel;  
identifying a modulation scheme for each transmission channel such that  
8 the determined number of information bits per modulation symbol is  
supported;  
10 determining a coding rate for each transmission channel based at least  
on the determined number of information bits per modulation symbol and the  
12 identified modulation scheme for the transmission channel, wherein at least  
two transmission channels are associated with different coding rates;  
14 encoding a plurality of information bits in accordance with a particular  
encoding scheme to provide a plurality of coded bits;  
16 puncturing the plurality of coded bits in accordance with a particular  
puncturing scheme to provide a number of unpunctured coded bits for the  
18 plurality of transmission channels; and  
adjusting the puncturing to achieve the different coding rates for the at  
20 least two transmission channels.
2. The method of claim 1, wherein the wireless communication system is  
2 a multiple-input multiple-output (MIMO) system with a plurality of transmit  
antennas and a plurality of receive antennas.
3. The method of claim 1, wherein the wireless communication system is  
2 an orthogonal frequency division modulation (OFDM) communication system.
4. The method of claim 3, wherein the OFDM communication system is  
2 operated as a multiple-input multiple-output (MIMO) system with a plurality  
of transmit antennas and a plurality of receive antennas.
5. The method of claim 4, wherein the OFDM system is operative to  
2 transmit data on a plurality of frequency subchannels, and wherein each  
transmission channel corresponds to a spatial subchannel of a frequency  
4 subchannel in the OFDM system.

6. The method of claim 1, wherein the puncturing is based on  
2 transmission capabilities of the plurality of transmission channels.

7. The method of claim 6, wherein the transmission capabilities are  
2 determined from channel state information (CSI) derived for the plurality of  
transmission channels.

8. The method of claim 7, wherein the CSI includes signal-to-noise ratio  
2 (SNR) information for the plurality of transmission channels.

9. The method of claim 7, wherein the CSI includes information related  
2 to transmission characteristics from transmit antennas to the receive antennas.

10. The method of claim 7, wherein the CSI includes eigenmode  
2 information related to transmission characteristics from transmit antennas to  
the receive antennas.

11. The method of claim 6, further comprising:  
2 grouping transmission channels having similar transmission capabilities  
to segments, and  
4 wherein the puncturing is performed for each segment.

12. The method of claim 11, further comprising:  
2 assigning a group of coded bits to each segment, and  
wherein the puncturing is performed on the group of coded bits  
4 assigned to each segment.

13. The method of claim 11, wherein each segment includes  
2 transmission channels having SNR within a particular SNR range.

14. The method of claim 1, wherein the encoding is achieved via a Turbo  
2 code.

15. The method of claim 14, wherein the encoding provides a plurality  
2 of tail and parity bits for the plurality of information bits, and wherein the  
puncturing is performed on the plurality of tail and parity bits.

16. The method of claim 14, wherein the puncturing is performed such  
2 that unpunctured tail and parity bits are approximately evenly distributed over  
the plurality of information bits.

17. The method of claim 14, wherein the Turbo code includes two  
2 constituent codes operative to provide two streams of tail and parity bits, and  
wherein the puncturing is performed such that approximately equal number of  
4 tail and parity bits are deleted from the two streams of tail and parity bits.

18. The method of claim 1, wherein the coding rate for each  
2 transmission channel is selected to be between, and inclusive of,  $n/(n+1)$  and  
 $n/(n+2)$ , where  $n$  is the number of information bits per modulation symbol  
4 supported by the transmission channel.

19. The method of claim 1, wherein the coding rate for each  
2 transmission channel is  $1/2$  or higher.

20. The method of claim 1, wherein the encoding is achieved via a  
2 convolutional code.

21. The method of claim 1, wherein the encoding is achieved via a block  
2 code.

22. The method of claim 1, further comprising:  
2 inserting padding bits to fill available but unfilled bit positions in the  
plurality of transmission channels.

23. The method of claim 1, further comprising:  
2 repeating at least some of the coded bits to fill available but unfilled bit  
positions in the plurality of transmission channels.

24. The method of claim 1, further comprising:  
2 interleaving the plurality of coded bits.

25. The method of claim 24, wherein the puncturing is performed on  
2 interleaved coded bits.

26. The method of claim 24, wherein the encoding is achieved via a  
2 Turbo code comprised of two constituent codes, and wherein the plurality of  
information bits, a plurality of tail and parity bits from a first constituent code,  
4 and a plurality of tail and parity bits from a second constituent code are  
separately interleaved.

27. The method of claim 1, further comprising:  
2 forming non-binary symbols for the plurality of transmission channels,  
wherein each non-binary symbol includes a group of unpunctured coded bits;  
4 and  
mapping each non-binary symbol to a respective modulation symbol.

28. The method of claim 27, further comprising:  
2 interleaving the plurality of coded bits, and  
wherein the non-binary symbols are formed from the interleaved coded  
4 bits.

29. The method of claim 27, wherein the modulation scheme for each  
2 transmission channel is associated with a respective signal constellation having  
a plurality of points, and wherein each modulation symbol is representative of  
4 a particular point in the signal constellation for the modulation scheme.

30. The method of claim 29, wherein the plurality of points in each  
2 signal constellation are assigned with values based on a particular Gray  
mapping scheme.

31. The method of claim 30, wherein the values are assigned to the  
2 plurality of points in each signal constellation such that values for adjacent  
points in the signal constellation differ by one bit position.

32. The method of claim 1, further comprising:  
2 adapting to changes in the plurality of transmission channels by  
repeating the determining the number of information bits per modulation  
4 symbol, the identifying the modulation scheme, and the determining the  
coding rate.



2 33. The method of claim 1, wherein the modulation scheme for each  
transmission channel supports transmission of two or more coded bits per  
modulation symbol.

2 34. The method of claim 1, wherein the transmission on the plurality of  
transmission channels are intended for a single recipient receiving device.

2 35. In an orthogonal frequency division modulation (OFDM)  
communication system, a method for preparing data for transmission on a  
plurality of transmission channels, wherein each transmission channel is  
4 operative to transmit a respective sequence of modulation symbols, the method  
comprising:

6 determining a number of information bits per modulation symbol  
supported by each transmission channel;

8 identifying a modulation scheme for each transmission channel such that  
the determined number of information bits per modulation symbol is  
10 supported;

determining a coding rate for each transmission channel based at least  
12 on the determined number of information bits per modulation symbol and the  
identified modulation scheme for the transmission channel, wherein at least  
14 two transmission channels are associated with different coding rates;

16 encoding a plurality of information bits in accordance with a particular  
Turbo code to provide a plurality of tail and parity bits;

18 interleaving the plurality of information and tail and parity bits in  
accordance with a particular interleaving scheme;

20 puncturing the plurality of interleaved bits in accordance with a  
particular puncturing scheme to provide a number of unpunctured coded bits  
for the plurality of transmission channels, wherein the puncturing is adjusted to  
22 achieve the different coding rates for the at least two transmission channels;

24 forming non-binary symbols for the plurality of transmission channels,  
wherein each non-binary symbol includes a group of unpunctured coded bits;  
and

26 mapping each non-binary symbol to a respective modulation symbol.

2 36. A wireless communication system operative to transmit data on a  
plurality of transmission channels, wherein each transmission channel is used  
to transmit a respective sequence of modulation symbols, the system  
4 comprising:

an encoder configured to encode a plurality of information bits in accordance with a particular encoding scheme to provide a plurality of coded bits, and to puncture the plurality of coded bits in accordance with a particular puncturing scheme to provide a number of unpunctured coded bits for the plurality of transmission channels, wherein each transmission channel is capable of transmitting a particular number of information bits per modulation symbol via a particular modulation scheme selected for the transmission channel, wherein each transmission channel is further associated with a particular coding rate based at least on the number of information bits per modulation symbol supported by the transmission channel and its modulation scheme, wherein at least two transmission channels are associated with different coding rates, and wherein the encoder is further configured to adjust the puncturing to achieve the different coding rates for the at least two transmission channels.

37. The system of claim 36, further comprising:

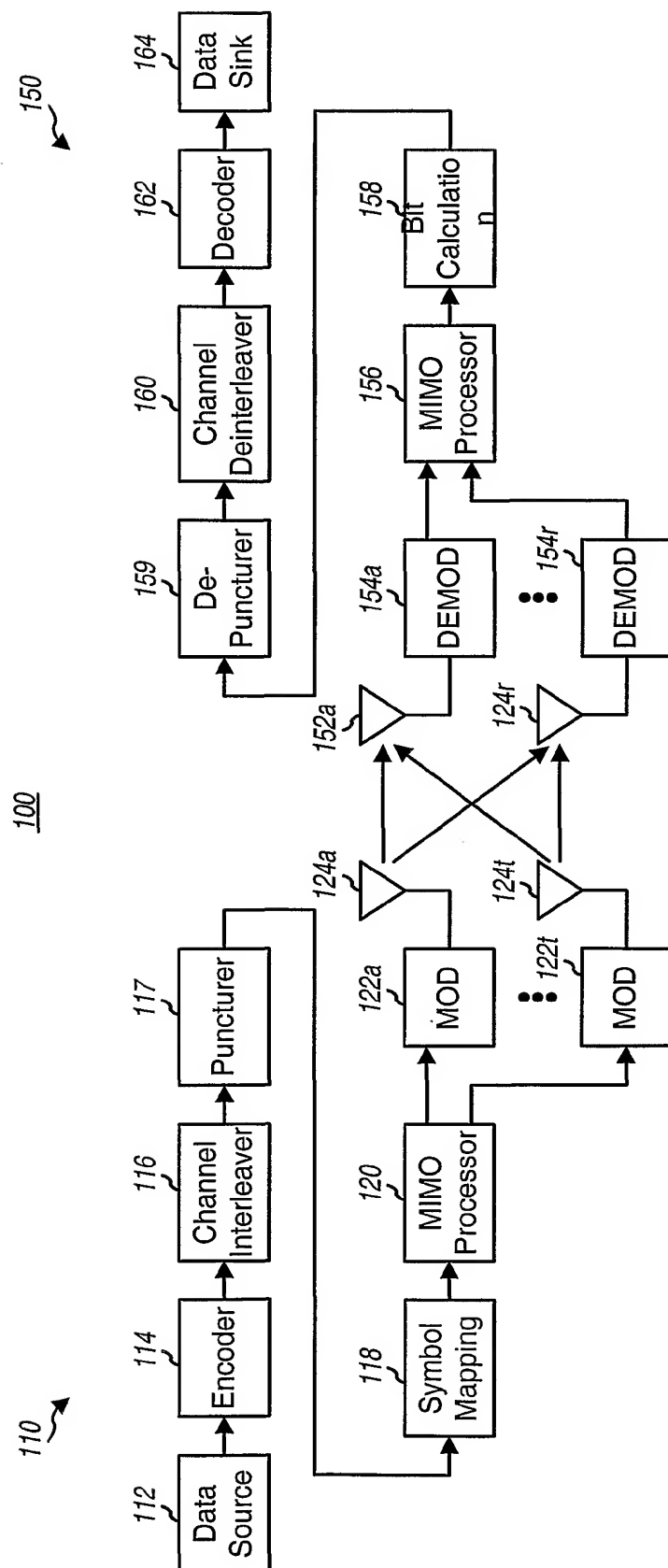
a channel interleaver coupled to the encoder and configured to interleave the plurality of coded bits, and  
wherein the encoder is configured to puncture the interleaved bits.

38. The system of claim 37, further comprising:

a symbol mapping element coupled to the channel interleaver and configured to form non-binary symbols for the plurality of transmission channels, and to map each non-binary symbol to a respective modulation symbol, wherein each non-binary symbol includes a group of unpunctured coded bits.

39. The system of claim 38, further comprising:

a signal processor coupled to the symbol mapping element and configured to pre-condition the modulation symbols for the plurality of transmission channels to implement a multiple-input multiple-output (MIMO) transmission.



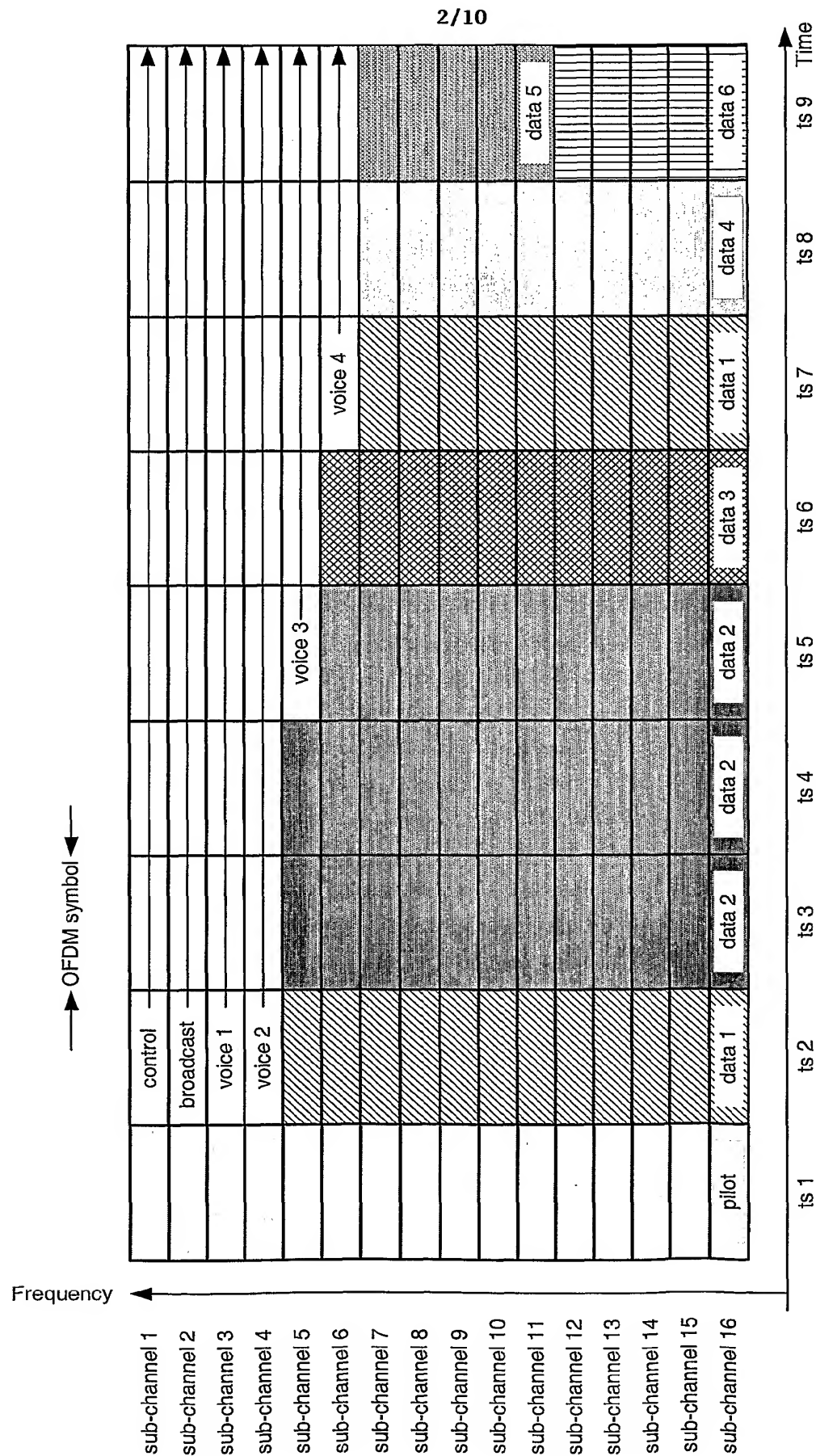


FIG. 2

3/10

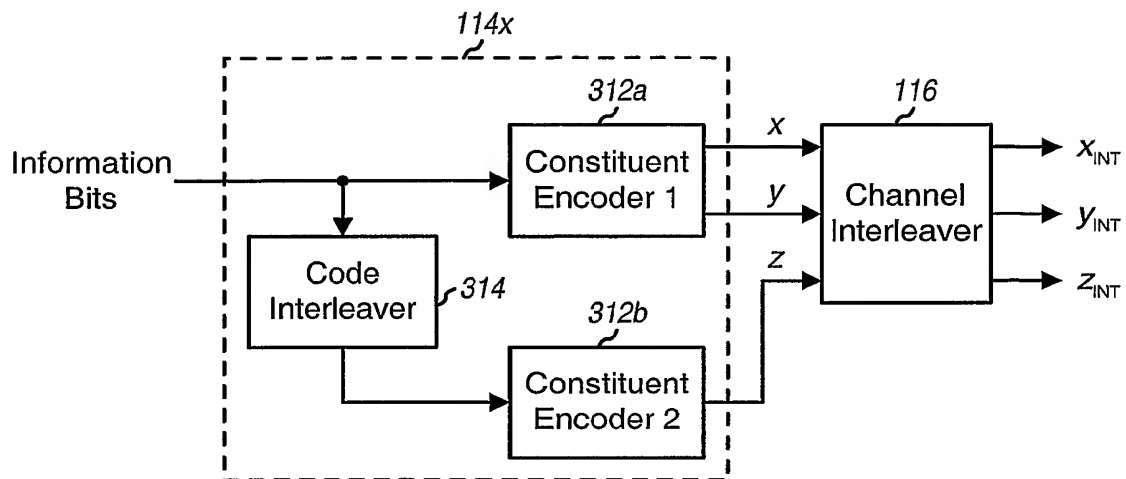


FIG. 3A

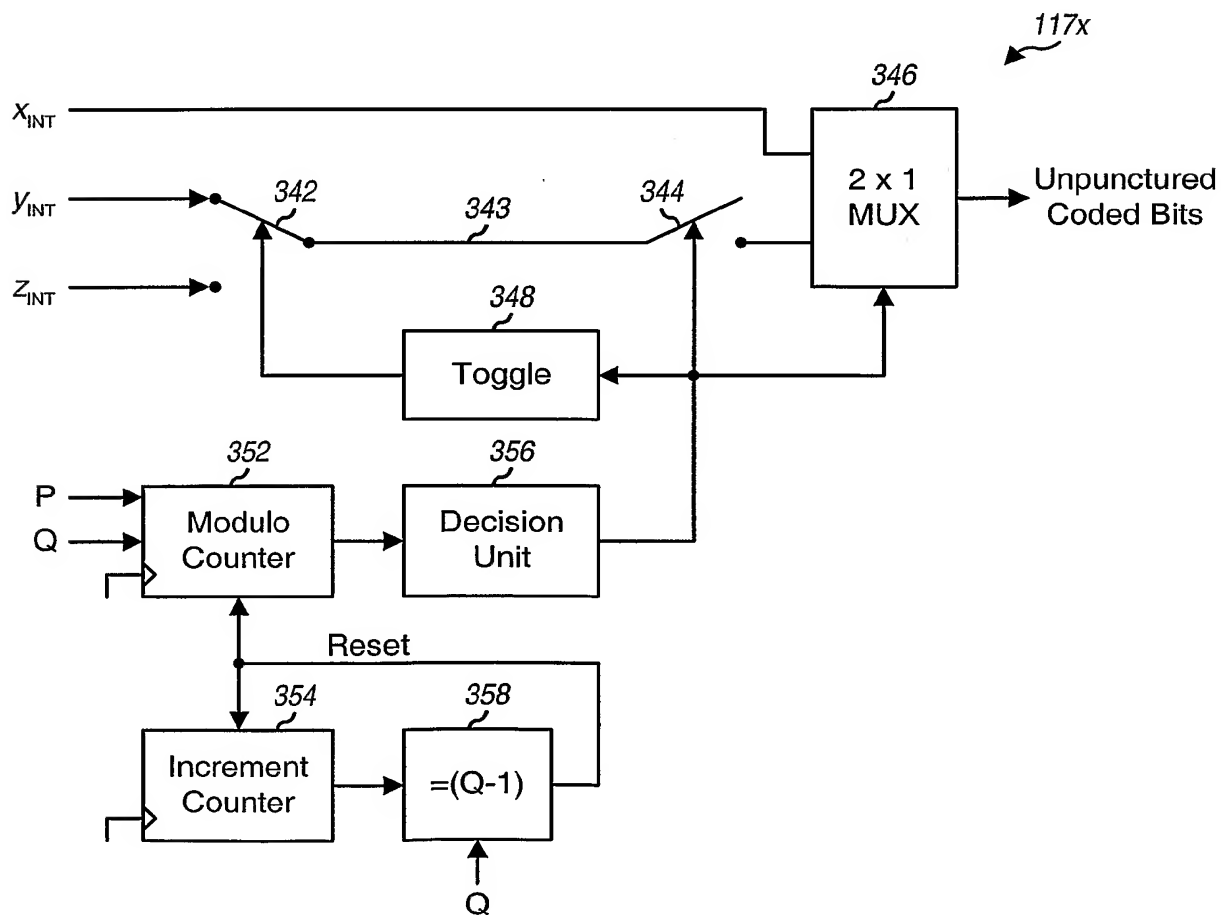


FIG. 3C

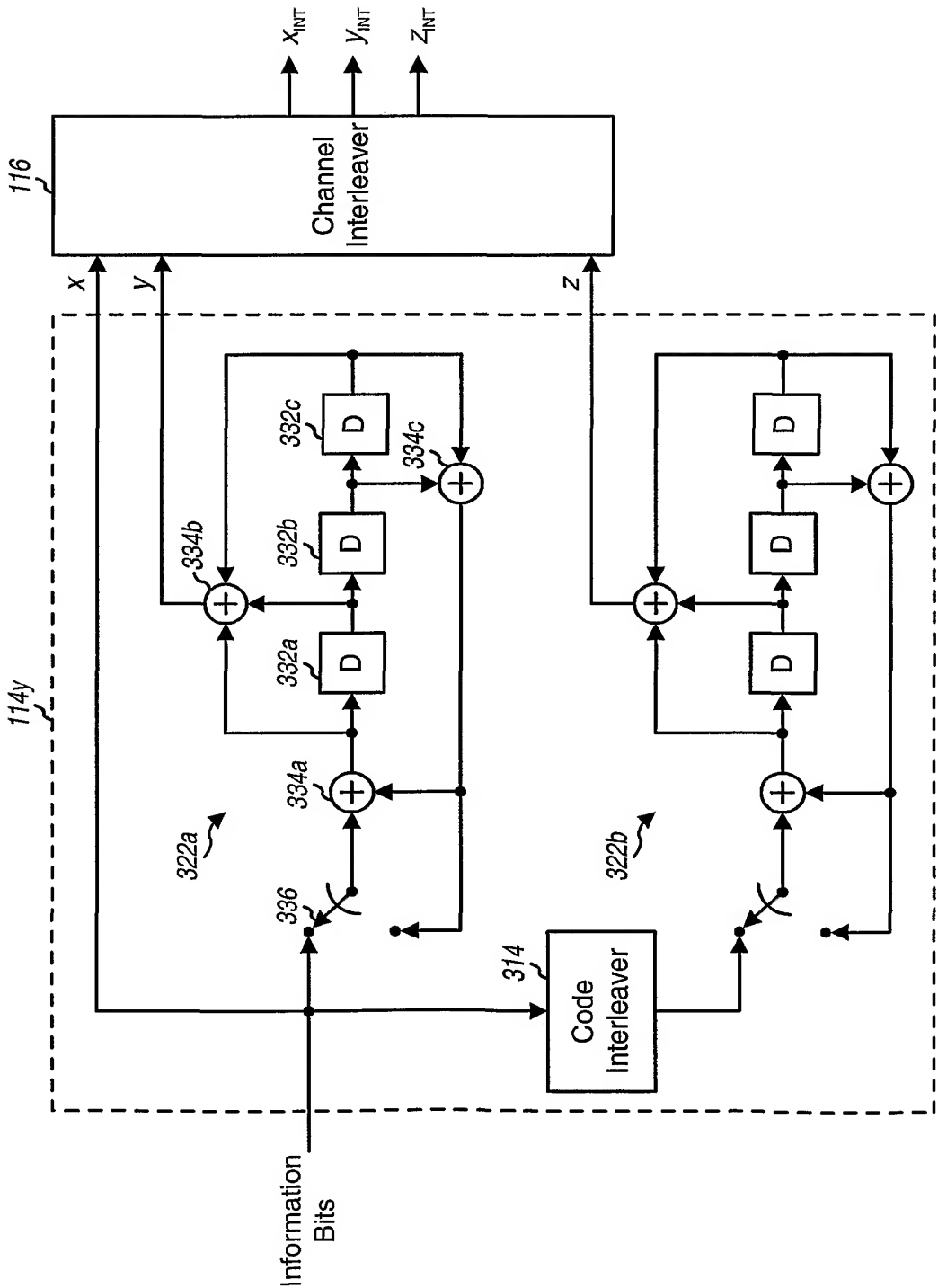
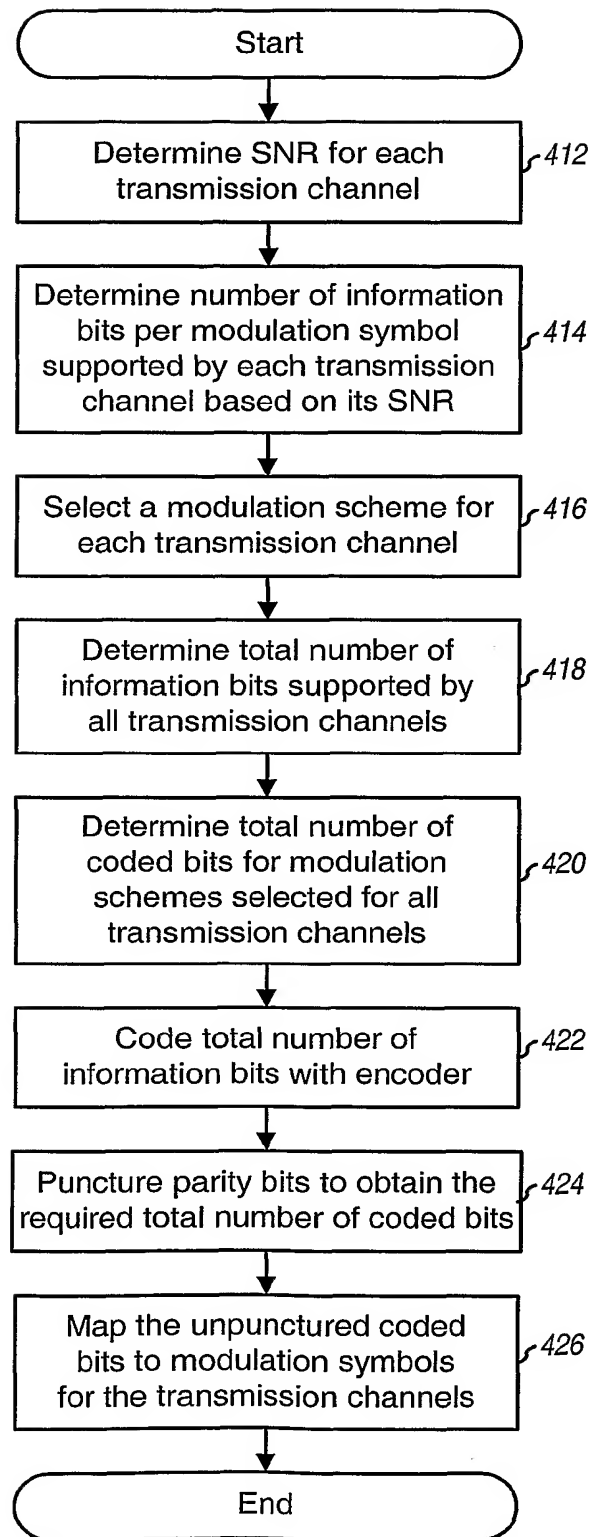
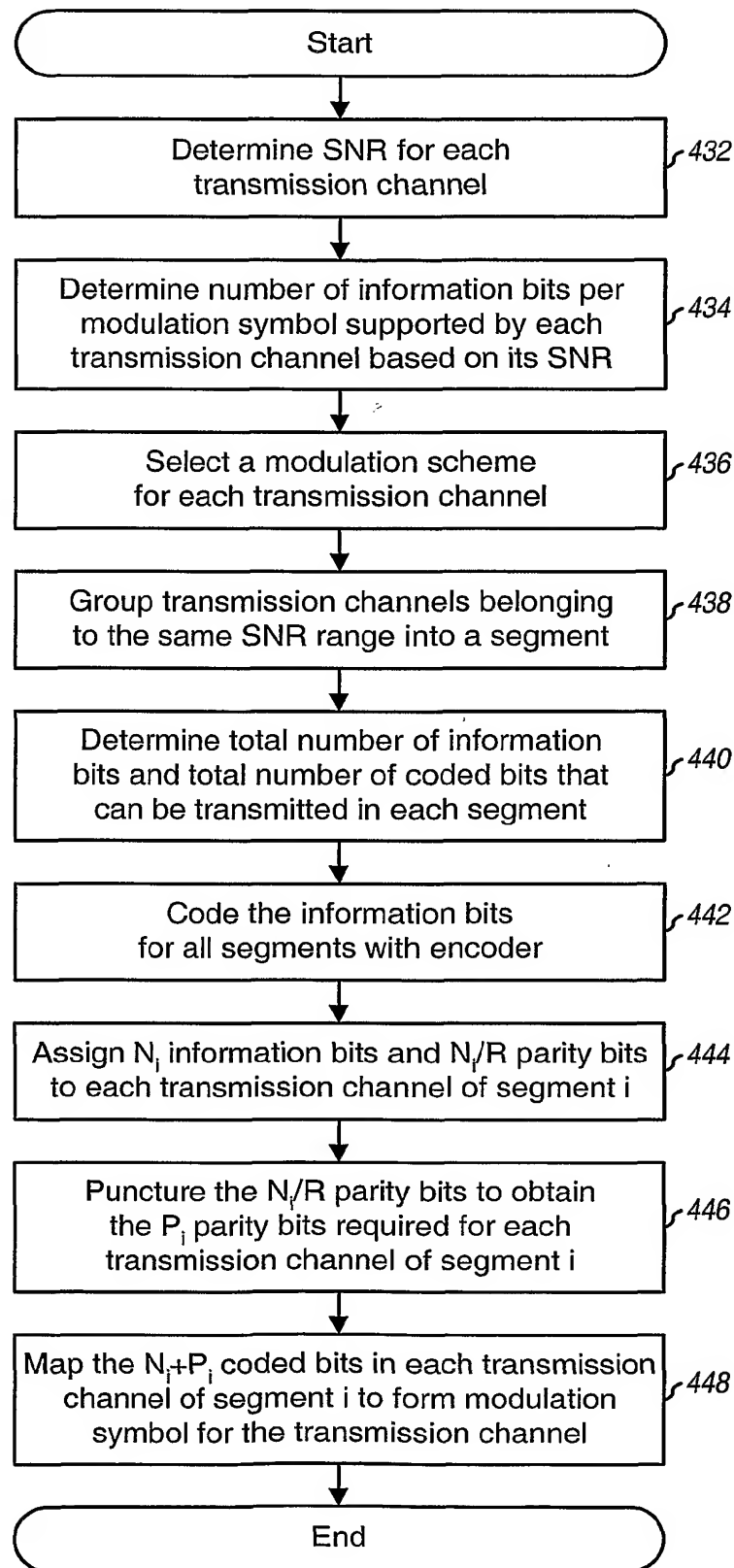


FIG. 3B

5/10

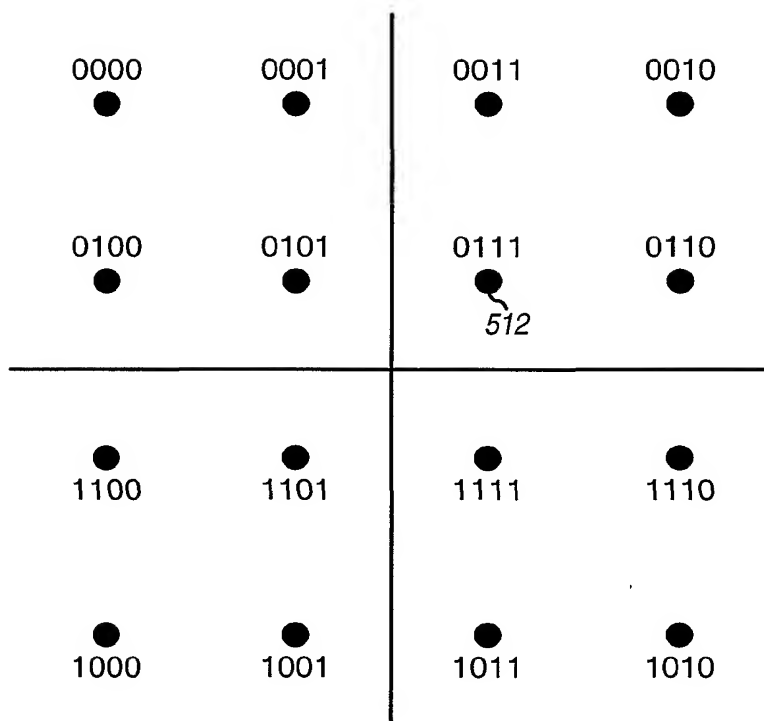
**FIG. 4A**

6/10

**FIG. 4B**



7/10

**FIG. 5**

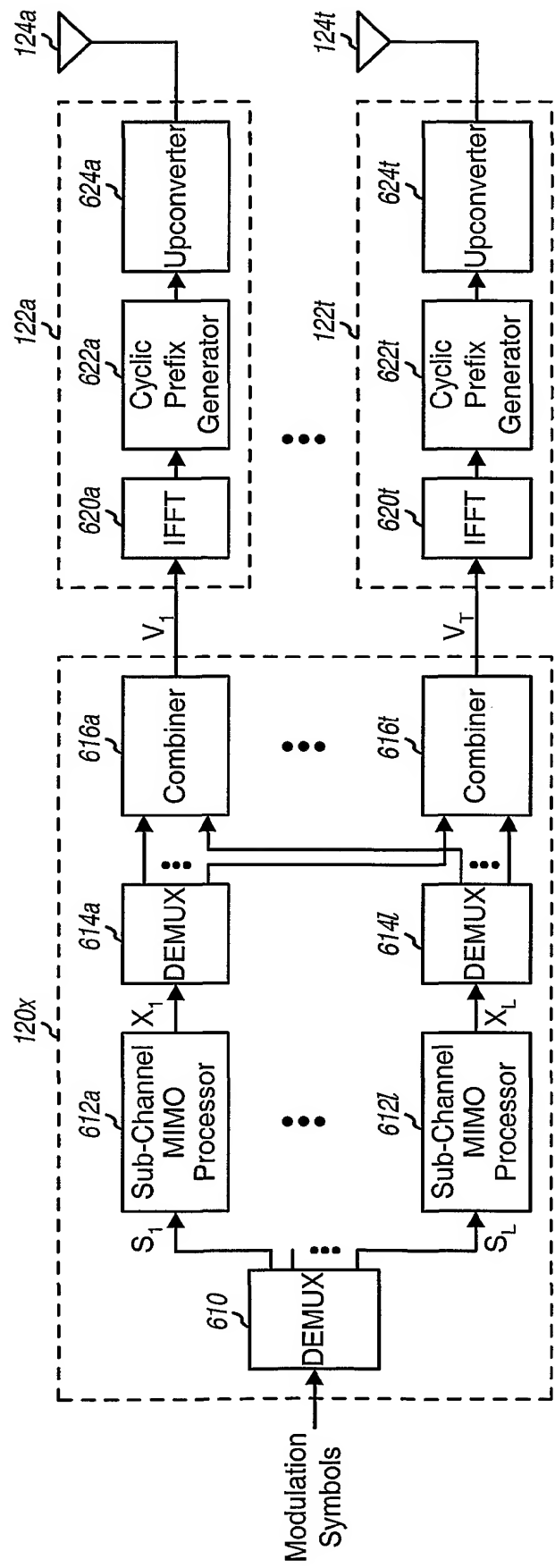


FIG. 6

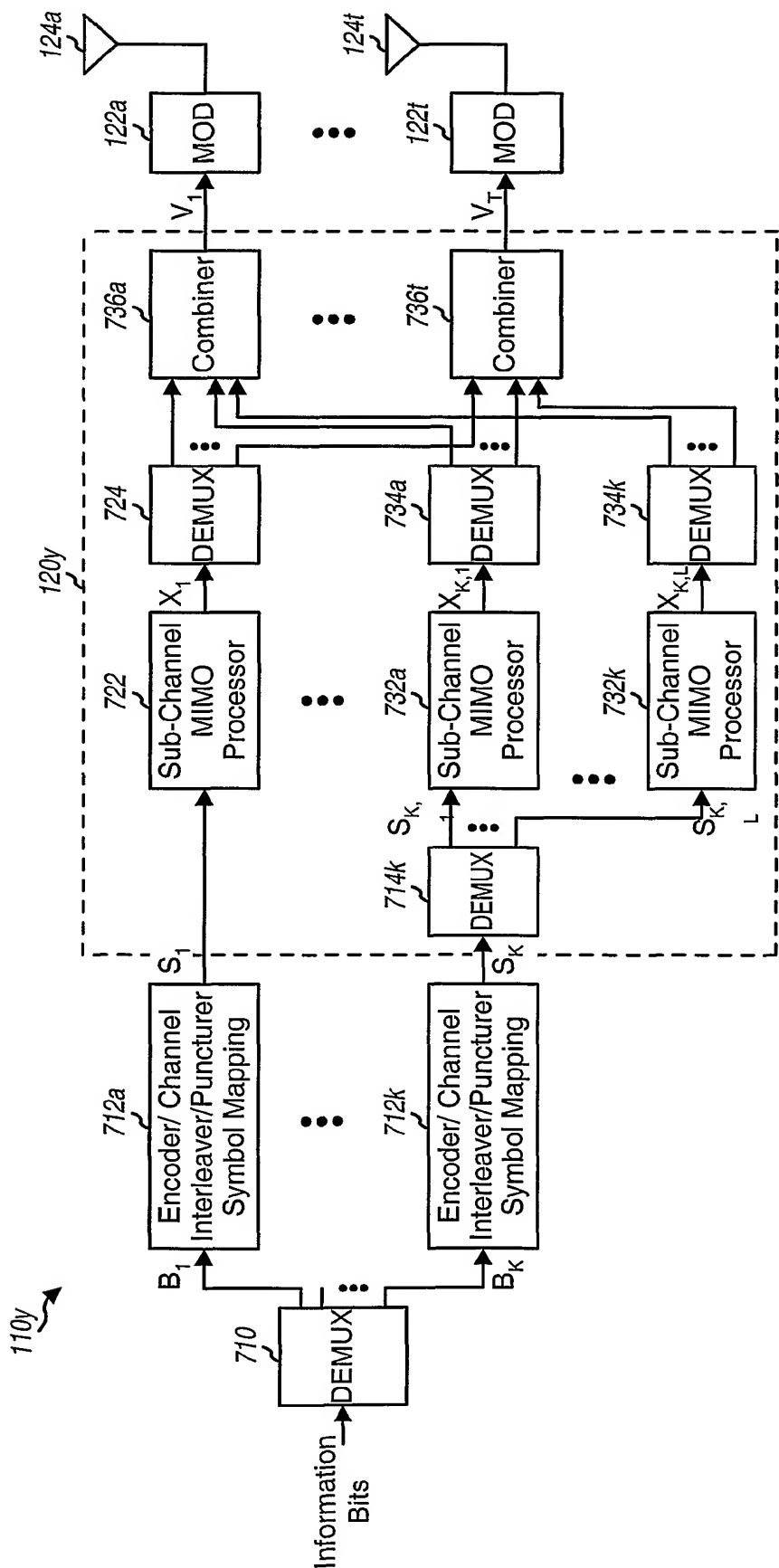


FIG. 7

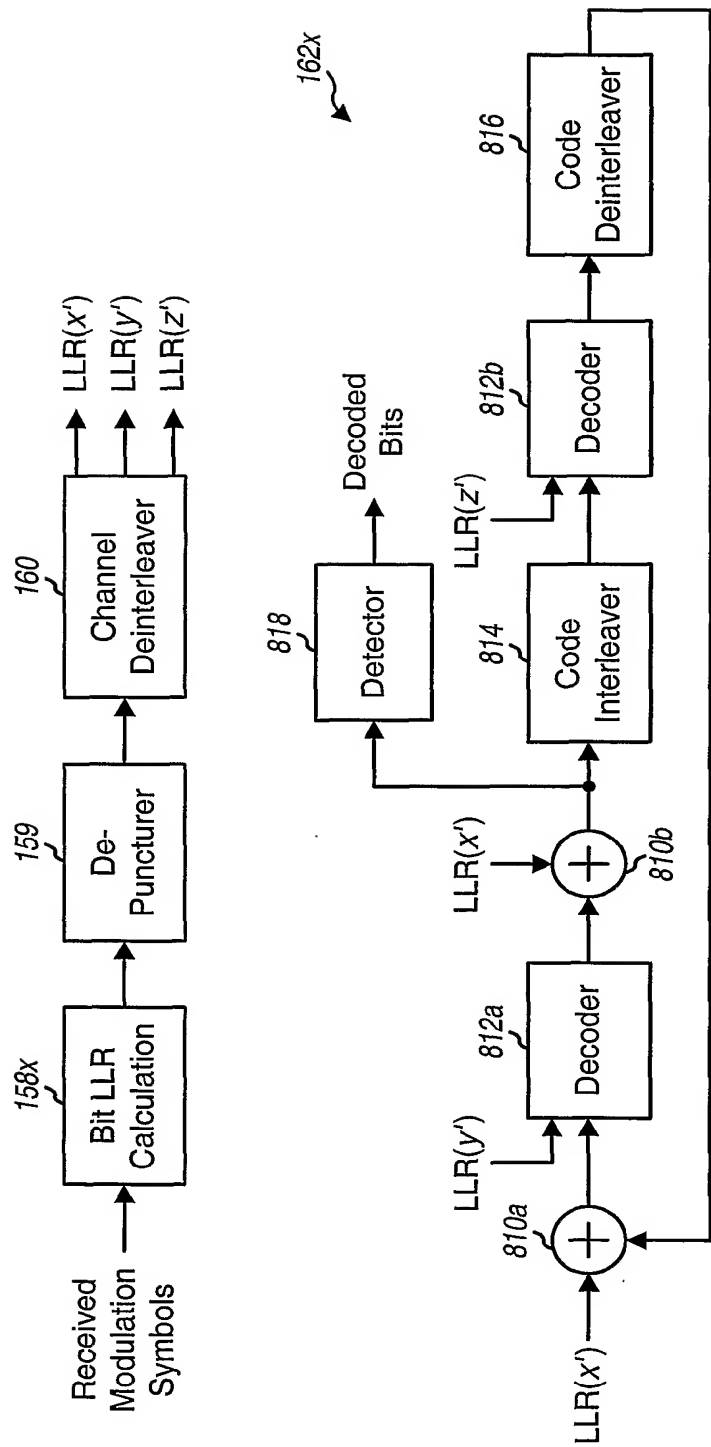


FIG. 8

# INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International Application No  
PCT/US 02/02143

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER  
IPC 7 H04L1/00 H04L27/26

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

## B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)  
IPC 7 H04L

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practical, search terms used)

EPO-Internal, COMPENDEX, INSPEC

## C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category *	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
X A	<p>US 5 197 061 A (LE FLOCH BERNARD ET AL) 23 March 1993 (1993-03-23)</p> <p>column 2, line 67 - column 3, line 10 column 3, line 15 - line 18 column 4, line 29 - line 40 column 4, line 59 - line 62 column 5, line 18 - line 21 column 5, line 54 - line 68 column 6, line 40 - line 47 column 9, line 51 - line 59</p> <p>--- -/--</p>	<p>1, 3, 6, 35, 36 2, 4, 5, 7-34, 37-39</p>

☒ Further documents are listed in the continuation of box C.

☒ Patent family members are listed in annex.

\* Special categories of cited documents:

- \*A\* document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance
- \*E\* earlier document but published on or after the international filing date
- \*L\* document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)
- \*O\* document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means
- \*P\* document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed

- \*T\* later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention
- \*X\* document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone
- \*Y\* document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art.
- \*8\* document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search

3 July 2002

Date of mailing of the international search report

23/07/2002

Name and mailing address of the ISA  
European Patent Office, P.B. 5818 Patentlaan 2  
NL - 2280 HV Rijswijk  
Tel. (+31-70) 340-2040, Tx. 31 651 epo nl,  
Fax: (+31-70) 340-3016

Authorized officer

Schiffer, A

## INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International Application No

PCT/US 02/02143

## C.(Continuation) DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category *	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	<p>MATSUOKA H ET AL: "Adaptive modulation system with variable coding rate concatenated code for high quality multi-media communication systems" VEHICULAR TECHNOLOGY CONFERENCE, 1996. MOBILE TECHNOLOGY FOR THE HUMAN RACE., IEEE 46TH ATLANTA, GA, USA 28 APRIL-1 MAY 1996, NEW YORK, NY, USA, IEEE, US, 28 April 1996 (1996-04-28), pages 487-491, XP010162435 ISBN: 0-7803-3157-5</p>	1,6-8, 30,35,36
A	<p>abstract page 487, right-hand column, paragraph 1 page 487, right-hand column, paragraph 3 page 488, left-hand column, paragraph 1 page 488, left-hand column, paragraph 3 - paragraph 4 page 488, right-hand column, paragraph 5 ---</p>	2-5, 9-29, 31-34, 37-39
A	<p>WO 00 27085 A (BROADCOM CORP ;JAFFE STEVEN (US); LIN THUJI SIMON (US); JOSHI ROBI) 11 May 2000 (2000-05-11) page 2, line 34 -page 3, line 2 page 3, line 11 - line 15 page 3, line 36 -page 4, line 20 page 4, line 2 - line 4 page 4, line 22 - line 29 page 5, line 31 - line 37 page 8, line 32 - line 37 ---</p>	1-39
A	<p>MUNETA S ET AL: "A NEW FREQUENCY-DOMAIN LINK ADAPTATION SCHEME FOR BROADBAND OFDM SYSTEMS" VTC 1999-FALL. IEEE VTS 50TH. VEHICULAR TECHNOLOGY CONFERENCE. GATEWAY TO THE 21ST. CENTURY COMMUNICATIONS VILLAGE. AMSTERDAM, SEPT. 19 - 22, 1999, IEEE VEHICULAR TECHNOLOGY CONFERENCE, NEW YORK, NY: IEEE, US, vol. 1 CONF. 50, September 1999 (1999-09), pages 253-257, XP000929050 ISBN: 0-7803-5436-2 abstract page 253, right-hand column, paragraph 2 - paragraph 3 page 254, left-hand column, paragraph 1 page 254, left-hand column, paragraph 3 page 254, right-hand column, paragraph 2 page 255, left-hand column, paragraph 3 ---</p>	1-39

-/--

## INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International Application No.

PCT/US 02/02143

## C.(Continuation) DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category *	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	<p>SAMPEI S ET AL: "ADAPTIVE MODULATION/TMDA SCHEME FOR LARGE CAPACITY PERSONAL MULTI-MEDIA COMMUNICATION SYSTEMS" IEICE TRANSACTIONS ON COMMUNICATIONS, INSTITUTE OF ELECTRONICS INFORMATION AND COMM. ENG. TOKYO, JP, vol. E77-B, no. 9, 1 September 1994 (1994-09-01), pages 1096-1103, XP000474107 ISSN: 0916-8516 page 1096, right-hand column, paragraph 3 page 1097, left-hand column, paragraph 3 page 1097, right-hand column, paragraph 5 page 1098, right-hand column, paragraph 6 page 1100, left-hand column, paragraph 2 -----</p>	1-39

# INTERNATIONAL SEARCH REPORT

Information on patent family members

International Application No

PCT/US 02/02143

Patent document cited in search report		Publication date	Patent family member(s)	Publication date
US 5197061	A	23-03-1993	FR 2660131 A1	27-09-1991
			DE 69110716 D1	03-08-1995
			DE 69110716 T2	01-02-1996
			EP 0448492 A1	25-09-1991
			US RE36430 E	07-12-1999
WO 0027085	A	11-05-2000	AU 1330100 A	22-05-2000
			EP 1123613 A1	16-08-2001
			WO 0027085 A1	11-05-2000



## DATA TRANSMISSION WITH NON-UNIFORM DISTRIBUTION OF DATA RATES FOR A MULTIPLE-INPUT MULTIPLE-OUTPUT (MIMO) SYSTEM

Publication number: JP2005519520 (T)

Publication date: 2005-06-30

Classification:

- international: H04B7/04; H04B7/26; H04J11/00; H04J99/00; H04L1/00; H04L1/06; H04L1/20; H04B7/04; H04B7/26; H04J11/00; H04J99/00; H04L1/00; H04L1/02; H04L1/20; (IPC1-7): H04B7/26; H04J11/00; H04J15/00

- European: H04B7/04M1; H04L1/00A1; H04L1/00A8Q; H04L1/06; H04L1/06T5; H04L1/20

Application number: JP20030573799T 20030227

Priority number(s): US20020087503 20020301; WO2003US06326 20030227

Abstract not available for JP 2005519520 (T)

Abstract of corresponding document: WO 03075479 (A1)

Translate this text

Techniques to determine data rates for a number of data streams transmitted via a number of transmission channels (or transmit antennas) in a multi-channel (e.g., MIMO) communication system. In one method, the "required" SNR for each data rate to be used is initially determined, with at least two data rates being unequal. The "effective" SNR for each data stream is also determined based on the received SNR and successive interference cancellation processing at the receiver to recover the data streams. The required SNR for each data stream is then compared against its effective SNR. The data rates are deemed to be supported if the required SNR for each data stream is less than or equal to its effective SNR. A number of sets of data rates may be evaluated, and the rate set associated with the minimum received SNR may be selected for use for the data streams.

(19) 日本国特許庁 (JP)

(12) 公表特許公報 (A)

(11) 特許出願公表番号

特表2005-519520

(P2005-519520A)

(43) 公表日 平成17年6月30日 (2005.6.30)

(51) Int. Cl. <sup>7</sup>	F 1	テーマコード (参考)
H04 J 15/00	H04 J 15/00	5 K 0 2 2
H04 B 7/26	H04 J 11/00	5 K 0 6 7
H04 J 11/00	H04 B 7/26	C

審査請求 未請求 予備審査請求 有 (全 33 頁)

(21) 出願番号	特願2003-573799 (P2003-573799)	(71) 出願人	595020643
(86) (22) 出願日	平成15年2月27日 (2003.2.27)		クアルコム・インコーポレイテッド
(85) 翻訳文提出日	平成16年9月1日 (2004.9.1)		QUALCOMM INCORPORATED
(86) 国際出願番号	PCT/US2003/006326		アメリカ合衆国、カリフォルニア州 92
(87) 国際公開番号	W02003/075479		121-1714、サン・ディエゴ、モア
(87) 国際公開日	平成15年9月12日 (2003.9.12)		ハウス・ドライブ 5775
(31) 優先権主張番号	10/087, 503	(74) 代理人	100058479
(32) 優先日	平成14年3月1日 (2002.3.1)		弁理士 鈴江 武彦
(33) 優先権主張国	米国 (US)	(74) 代理人	100091351
			弁理士 河野 哲
		(74) 代理人	100088683
			弁理士 中村 誠
		(74) 代理人	100109830
			弁理士 福原 淑弘

最終頁に続く

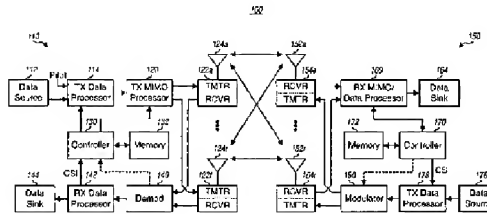
(54) 【発明の名称】 多元入力多元出力 (MIMO) システムに対するデータレートの不均一な配信をともなったデータ送信

(57) 【要約】

【課題】 多元入力多元出力 (MIMO) システムに対するデータレートの不均一な配信をともなったデータ送信

。

【解決手段】 多元チャネル (例えば、MIMO) 通信システムにおいて複数の送信チャネル (若しくは、送信アンテナ) を介して送信された複数のデータストリームに対するデータレートを決定するための技術。1つの方法では、使用されるべき各データレートに対する“必要な” SNRは、等しくならない少なくとも2のデータレートを使用して初めに決定される。各データストリームに対する“実効的な” SNRも、受信された SNR及び受信機における連続的な干渉排除プロセッシングに基づいて決定されて、データストリームを再生する。各データストリームに対して必要な SNRは、その後、その実効的な SNRに対して比較される。データレートは、各データストリームに対して必要な SNRがその実効的な SNRより小さい若しくは等しいのであれば、サポートされると判断される。データレートのセットの数は、評価される可能性があり、そして最小の受信された SNRに関



## 【特許請求の範囲】

## 【請求項 1】

多元チャネル通信システムにおいて複数の送信チャネルを介して送信されるべき複数のデータストリームに対するデータレートを決定するための方法であって、以下を具備する：

複数のデータストリームに対して使用されるべき複数のデータレートのそれぞれに対して必要な信号－対－ノイズ－及び－干渉比（S N R）を決定することであって、ここで、少なくとも 2 のデータレートは等しくない；

複数のデータストリームを再生するために受信機において連続的な干渉削除プロセッシングの一部に基づいて複数のデータストリームのそれぞれに関する実効的な S N R を決定することと；

データストリームに関する実効的な S N R に対して、各データストリームに対して必要な S N R を比較すること；及び

比較することの結果に基づいて複数のデータレートがサポートされるか否かを決定すること。

## 【請求項 2】

請求項 1 の方法、ここで、複数のデータストリームは、多元入力多元出力（M I M O）通信システムにおいて複数の送信アンテナを経由して送信される。

## 【請求項 3】

請求項 2 の方法、ここで、各データストリームは、それぞれの送信アンテナを経由して送信される、そしてここで、各データストリームに関する実効的な S N R は、データストリームに対して使用される全送信出力に基づいて決定される。

## 【請求項 4】

請求項 1 の方法、ここで、各データストリームに関する実効的な S N R は、複数の送信チャネルの動作状態の指標である受信された S N R に基づいてさらに決定される。

## 【請求項 5】

請求項 4 の方法、ここで、受信された S N R は、複数のデータストリームのいずれか 1 に対して必要な S N R に基づいて決定される。

## 【請求項 6】

請求項 4 の方法、ここで、受信された S N R は、通信システムに対して指定される。

## 【請求項 7】

請求項 4 の方法、ここで、受信された S N R は、受信機において推定される。

## 【請求項 8】

請求項 4 の方法、ここで、連続的な干渉削除プロセッシングは、各ステージにおいて 1 のデータストリームを再生する、そしてここで、各再生されたデータストリームに関する実効的な S N R は、以下のように推定される

## 【数 6】

$$\text{SNR}_{\text{eff}}(k) = \left( \frac{N_R - N_T + k}{N_T N_R} \right) \text{SNR}_x \quad \text{式 (9)}$$

ここで、 $\text{SNR}_{\text{eff}}(k)$  は、ステージ  $k$  において再生されたデータストリームに関する実効的な S N R であり、

$\text{SNR}_x$  は、受信された S N R であり、

$N_T$  は、データ送信に使用した送信アンテナの数であり、及び

$N_R$  は、受信アンテナの数である。

## 【請求項 9】

請求項 4 の方法であって、以下をさらに具備する：

データレートの複数のセットを評価すること；及び

複数のデータストリームに対する使用のために最小の受信された S N R に関連付けられたレートセットを選択すること。

## 【請求項 10】

請求項 9 の方法、ここで、各レートセット中のデータレートは、指定された全体のスペクトル効率を達成するために選択される。

## 【請求項 11】

請求項 1 の方法、ここで、各データレートに対して必要な S N R は、ルックアップテーブルに基づいて決定される。

10

## 【請求項 12】

請求項 1 の方法、ここで、各データレートに対して必要な S N R が、そのデータレートに関する実効的な S N R より小さい若しくは等しいのであれば、複数のデータレートは、サポートされるべきであると判断される。

## 【請求項 13】

請求項 1 の方法、ここで、通信システムは、直交周波数分割マルチプレキシング (O F D M) を実行する。

## 【請求項 14】

多元入力多元出力 (M I M O) 通信システムにおいて複数の送信チャネルを経由して送信されるべき複数のデータストリームに対してデータレートを決定するための方法であって、以下を具備する：

20

M I M O システムの動作状態の指標であるオペレーティング信号一対一ノイズー及び一干渉比 (S N R) を決定することと；

複数のデータストリームに対して使用されるべき複数のデータレートのそれぞれに対して必要な S N R を決定することであって、ここで、少なくとも 2 のデータレートは等しくなく、そしてここで、複数のデータレートは、指定された全体のスペクトル効率を達成するために選択される；

複数のデータストリームを再生するために受信機においてオペレーティング S N R 及び連続的な干渉削除プロセッシングに基づいて複数のデータストリームのそれぞれに関する実効的な S N R を決定することと；

30

データストリームに関する実効的な S N R に対して、各データストリームに対して必要な S N R を比較すること；及び

比較することの結果に基づいて複数のデータレートがサポートされるか否かを決定すること。

## 【請求項 15】

多元チャネル通信システムにおいて複数の送信チャネルを介して送信されるべき複数のデータストリームに対してデータレートを決定するための方法であって、以下を具備する：

複数の送信チャネルの動作状態の指標である受信された S N R を決定することと；

40

複数のデータストリームを再生するために受信機においてオペレーティング S N R 及び連続的な干渉削除プロセッシングに基づいて複数のデータストリームのそれぞれに関する実効的な S N R を決定すること；及び

データストリームに関する実効的な S N R に基づいて各データストリームに対してデータレートを決定すること、ここで、少なくとも 2 のデータレートは等しくない。

## 【請求項 16】

請求項 15 の方法、ここで、各データストリームに対するデータレートは、データストリームに対して必要な S N R がデータストリームに関する実効的な S N R より小さい若しくは等しくなるように決定される。

## 【請求項 17】

50

請求項 15 の方法、ここで、受信された S N R は、通信システムに対して指定される。

【請求項 18】

請求項 15 の方法、ここで、各データストリームは、多元入力多元出力 (M I M O) 通信システムにおいてそれぞれの送信アンテナを経由して送信される。

【請求項 19】

ディジタル情報を以下にインタープリッティングできるディジタルシグナルプロセッシングデバイス (D S P D) に通信的に接続されたメモリであって：

多元チャネル通信システムにおいて複数の送信チャネルを介して送信されるべき複数のデータストリームに使用されるべき複数のデータレートのそれぞれに対して必要な信号－対－ノイズ－及び－干渉比 (S N R) を決定し、ここで、少なくとも 2 のデータレートは等しくない；

10

複数のデータストリームを再生するために受信機において連続的な干渉削除プロセッシングの一部に基づいて複数のデータストリームのそれぞれに関する実効的な S N R を決定し；

データストリームに関する実効的な S N R に対して、各データストリームに対して必要な S N R を比較し；及び

比較の結果に基づいて複数のデータレートがサポートされるか否かを決定する。

【請求項 20】

多元チャネル通信システムにおける装置であって、以下を具備する：

複数の送信チャネルを介して送信されるべき複数のデータストリームに使用されるべき複数のデータレートのそれぞれに対して必要な信号－対－ノイズ－及び－干渉比 (S N R) を決定するための手段であって、ここで、少なくとも 2 のデータレートは等しくない；

20

複数のデータストリームを再生するために受信機において連続的な干渉削除プロセッシングの一部に基づいて複数のデータストリームのそれぞれに関する実効的な S N R を決定するための手段と；

データストリームに関する実効的な S N R に対して各データストリームに対して必要な S N R を比較するための手段；及び

比較することの結果に基づいて複数のデータレートがサポートされるか否かを決定するための手段。

30

【請求項 21】

請求項 20 の装置であって、以下をさらに具備する：

データレートの複数のセットを評価するための手段；及び

複数のデータストリームに対する使用のために最小の受信された S N R に関連付けられたレートセットを選択するための手段。

【請求項 22】

請求項 20 の装置、ここで、多元チャネル通信システムは、多元入力多元出力 (M I M O) 通信システムである。

【請求項 23】

請求項 22 の装置、ここで、M I M O システムは、直交周波数分割マルチプレキシング (O F D M) を実行する。

40

【請求項 24】

請求項 20 の装置を具備する基地局。

【請求項 25】

請求項 20 の装置を具備するワイアレスターミナル。

【請求項 26】

多元入力多元出力 (M I M O) 通信システム中の送信機ユニットであって、以下を具備する：

以下を行うことによって複数の送信アンテナを経由して送信されるべき複数のデータストリームに対して複数のデータレートを適切に決定するためのコントローラであって

50

複数のデータレートそれぞれのに対して必要な信号－対－ノイズ－及び－干渉比（S N R）を決定することであって、ここで、少なくとも2のデータレートは等しくない、

複数のデータストリームを再生するために受信機において連続的な干渉削除プロセッシングに一部は基づいて複数のデータストリームのそれぞれに関する実効的なS N Rを決定すること、

データストリームに関する実効的なS N Rに対して各データストリームに対して必要なS N Rを比較すること、及び

比較することの結果に基づいて複数のデータレートがサポートされるか否かを決定すること；

10

それぞれのシンボルストリームを与えるために決定されたデータレートを使用して各データストリームを適切に処理するための送信（T X）データプロセッサ；及び

複数の送信アンテナを経由した送信に適した複数の変調された信号を与えるための複数のデータストリームに対する複数のシンボルストリームを適切に処理するための1若しくはそれ以上の送信機。

【請求項27】

請求項26の送信機ユニット、ここで、コントローラは、以下を行うことによって複数のデータストリームに対するデータレートをさらに適切に決定するためであって

データレートの複数のセットを評価すること、及び

最小の受信されたS N Rに関連付けられたレートセットを選択すること。

20

【請求項28】

請求項26の送信機ユニットを具備する基地局。

【請求項29】

請求項26の送信機ユニットを具備するワイアレスターミナル。

【請求項30】

多元入力多元出力（M I M O）通信システムにおける送信機装置であって、以下を具備する：

M I M Oシステムにおいて複数の送信アンテナを経由して送信されるべき複数のデータストリームに使用されるべき複数のデータレートのそれぞれに対して必要な信号－対－ノイズ－及び－干渉比（S N R）を決定するための手段、ここで、少なくとも2のデータレートは等しくない；

30

複数のデータストリームを再生するために受信機において連続的な干渉削除プロセッシングに一部は基づいて複数のデータストリームのそれぞれに関する実効的なS N Rを決定するための手段と；

データストリームに関する実効的なS N Rに対して各データストリームに対して必要なS N Rを比較するための手段と；

比較の結果に基づいて複数のデータレートがサポートされるか否かを決定するための手段と；

それぞれのシンボルストリームを与えるために各データストリームを処理するための手段；及び

40

複数の送信アンテナを経由した送信に適した複数の変調された信号を与えるために複数のデータストリームに対する複数のシンボルストリームを処理するための手段。

【請求項31】

多元入力多元出力（M I M O）通信システムにおける受信機ユニットであって、以下を具備する：

複数の送信されたデータストリームに対して複数の検出されたシンボルストリームを与えるために連続的な干渉削除プロセッシングを使用して受信し、複数の受信されたシンボルストリームを適切に処理するための受信機（R X）M I M Oプロセッサであって、連続的な干渉削除プロセッシングの各ステージに対して1の検出されたデータストリームである；及び

50

対応するデコードされたデータストリームを与えるために各検出されたシンボルストリームを適切に処理するためのRXデータプロセッサ、そして

ここで、複数の送信されたデータストリームに対するデータレートは、通信システムの動作状態の指標である受信された信号－対－ノイズ－及び－干渉比（SNR）を決定することと、受信されたSNR及び連続的な干渉削除プロセッシングに基づいて複数のデータストリームのそれぞれに関する実効的なSNRを決定すること、及び実効的なSNRに基づいて各データストリームに対してデータレートを決定することによって決定され、そしてここで、少なくとも2のデータレートは等しくない。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

10

【0001】

本発明は、一般にデータ通信に係り、特に、多元チャネル通信システム、例えば、多元入力多元出力（MIMO）システム、の複数の送信チャネルを介して送信されるべき複数のデータストリームに対して使用されるべきデータレートの不均一な配信を決定するための技術に関する。

【背景技術】

【0002】

ワイアレス通信システムにおいて、送信機からのRF変調された信号は、複数の伝達経路を介して受信機に届く可能性がある。伝達経路の特性は、一般にフェーディング及びマルチパスのような複数の因子のために時間とともに変化する。有害な経路効果に対するダイバーシティを与えるため及び性能を向上するために、複数の送信及び受信アンテナが使用される可能性がある。送信及び受信アンテナの間の伝達経路が、線形で独立しているのであれば（すなわち、1つの経路における送信が他の経路における送信の線形結合として形成されない）、これは少なくともある程度までは真実である、データ送信を正しく受信することの可能性は、アンテナの数が増加するとともに増加する。一般に、送信及び受信アンテナの数が増加するにつれ、ダイバーシティが増加し、そして性能が向上する。

20

【0003】

多元入力多元出力（MIMO）通信システムは、データ送信に対して複数の（ $N_T$ ）の送信アンテナ及び複数の（ $N_R$ ）の受信アンテナを採用する。 $N_T$ の送信及び $N_R$ の受信アンテナにより形成されたMIMOチャネルは、 $N_S \leq \min \{N_T, N_R\}$ である、 $N_S$ の独立したチャネルに分解される可能性がある。 $N_S$ の独立したチャネルのそれぞれも、MIMOチャネルの空間的サブチャネル（若しくは送信チャネル）として呼ばれる可能性があり、そして大きさに対応する可能性がある。複数の送信及び受信アンテナによって作り出され付加された大きさが利用されるのであれば、MIMOシステムは、向上した性能（例えば、送信能力の増加）を与えることができる。

30

【0004】

フルランクMIMOチャネルに対して、ここで、 $N_S = N_T \leq N_R$ 、独立したデータストリームは、 $N_T$ の送信アンテナのそれぞれから送信される可能性がある。送信されたデータストリームは、異なったチャネル状態（例えば、異なったフェーディング及びマルチパス効果）を経験する可能性があり、そして所定の量の送信出力に対して異なった信号－対－ノイズ－及び－干渉比（SNRs）を達成する可能性がある。さらに、連続的な干渉削除プロセッシングが送信されたデータストリームを再生するために受信機において使用されるならば（以下に述べる）、そこでデータストリームが再生される具体的な順番に依存して、異なったSNRsが、データストリームに対して達成される可能性がある。したがって、異なったデータレートは、それらの達成されたSNRsに依存して、異なったデータストリームによってサポートされる可能性がある。チャネル状態が一般的に時間とともに変化するので、各データストリームによってサポートされたデータレートも、時間とともに変化する。

40

【0005】

MIMOチャネルの特性（例えば、データストリームに対して達成されたSNRs）が

50

送信機において知られるのであれば、送信機は、固有のデータレート及び各データストリームに関するコーディング及び変調スキームを決定できる可能性があり、その結果、性能の許容できるレベル（例えば、1パーセントのパケットエラーレート）は、データストリームに対して達成される可能性がある。しかしながら、あるMIMOシステムに対して、この情報は、送信機において利用できない。その代わりに、利用できる可能性があるものは、以下のものに関する非常に限られた量の情報である。例えば、受信機において全てのデータストリームに対して期待されたSNRとして規定される可能性のある、MIMOチャネルに対するオペレーティングSNRである。この場合には、送信機は、この限られた情報に基づいて適正なデータレート及び各データストリームに関するコーディング及び変調スキームを決定する必要があるはずである。

10

**【0006】**

それゆえ、限られた情報がMIMOチャネルのための送信機において利用できる場合、高い性能を達成するために複数のデータストリームに対するデータレートのセットを決定するための技術に対してこの分野における必要性がある。

**【発明の開示】****【0007】****[サマリー]**

現在のチャネル状態の指標であるチャネル状態情報が受信機において利用できない場合には、MIMOシステムに対する向上した性能を与えるために技術が、ここに提供される。ある態様では、データレートの不均一な配信が、送信されたデータストリームに対して使用される。データレートは、(1) 最低限の“受信された”SNR（以下に述べる）を有する指定された全体のスペクトル効率、若しくは(2) 指定された受信されたSNRに対するより高い全体のスペクトル効率、を達成するために選択される可能性がある。上記の目的のそれぞれを達成するための具体的なスキームが、ここに与えられる。

20

**【0008】**

上記された第1の目的を達成するために使用される可能性がある具体的な実施形態では、方法は、多元チャネル通信システムにおいて複数の送信チャネルを介して送信されるべき複数のデータストリームに対して使用されるべきデータレートを決定するために与えられる（例えば、1のデータストリームが、MIMOシステム中の各送信アンテナを経由して送信される可能性がある）。この方法にしたがって、データストリームに対して使用されるべき複数のデータレートのそれぞれに対して必要なSNRが、初めに決定される。少なくとも2のデータレートが、等しくない。各データストリームに関する“実効的な”SNR（以下に述べる）も、データストリームを再生するために、受信されたSNRおよび受信機における連続的な干渉削除プロセッシング（これも以下に述べる）に基づいて決定される。各データストリームに対して必要なSNRは、データストリームに関する実効的なSNRに対してその後比較される。各データストリームに対して必要なSNRが、データストリームに関する実効的なSNRより小さい若しくは等しければ、データレートは、サポートされるべきであると判断される。データレートの複数のセットが、評価される可能性があり、そして最小の受信されたSNRに関連付けられたレートセットは、データストリームに対する使用のために選択される可能性がある。

30

40

**【0009】**

上記された第2の目的を達成するために使用される可能性がある具体的な実施形態では、方法は、多元チャネル（例えば、MIMO）通信システムにおいて複数の送信チャネル（例えば、送信アンテナ）を介して送信されるべき複数のデータストリームに対してデータレートを決定するために与えられる。この方法にしたがって、受信されたSNRは、初めに決定される。この受信されたSNRは、システムに対して指定される可能性がある、若しくは受信機における観測に基づいて推定され、そして送信機に定期的に与えられる可能性がある。各データストリームに関する効果的なSNRも、受信されたSNR及び受信機における連続的な干渉削除プロセッシングに基づいて決定される。各データストリームに対するデータレートは、その後、少なくとも2のデータレートが等しくならないようにデ

50



ータストリームに関する効果的な S N R に基づいて決定される。

【0010】

本発明の種々の態様及び実施形態が、以下にさらに詳細に説明される。発明は、以下に詳細に説明されるように、さらに、方法、プロセッサ、送信機ユニット、受信機ユニット、基地局、ターミナル、システム、及び本発明の種々の態様、実施形態、及び特徴を実行する他の装置及び素子を与える。

【発明を実施するための最良の形態】

【0011】

本発明の特徴、性質、及び利点は、図面を使用して以下に述べる詳細な説明から、さらに明確になるであろう。図面では、一貫して対応するものは同じ参照符号で識別する。

10

【0012】

限定されたチャネル状態情報に基づいて複数のデータストリームに対するデータレートのセットを決定するためのここに説明された技術は、種々の多元チャネル通信システムにおいて実行される可能性がある。そのような多元チャネル通信システムは、多元入力多元出力 (MIMO) 通信システム、直交周波数分割マルチプレキシング (OFDM) 通信システム、OFDM を採用する MIMO システム (すなわち、MIMO-OFDM システム)、及びその他を含む。明確にするために、種々の態様及び実施形態が、MIMO システムに対して具体的に説明される。

【0013】

MIMO システムは、データ送信のために複数 ( $N_T$ ) の送信アンテナ及び複数 ( $N_R$ ) の受信アンテナを採用する。 $N_T$  の送信アンテナ及び  $N_R$  の受信アンテナによって形成された MIMO チャネルは、 $N_S \leq \min \{N_T, N_R\}$  であり、 $N_S$  の独立したチャネルに分解される可能性がある。 $N_S$  の独立したチャネルのそれぞれも、MIMO チャネルの空間的サブチャネル (若しくは送信チャネル) としてみなされる可能性がある。空間的サブチャネルの数は、MIMO チャネルに対する固有モードの数によって決められる。これは順に、 $N_T$  の送信アンテナと  $N_R$  の受信アンテナとの間の応答を説明するチャネル応答マトリックス、 $\underline{H}$ 、に依存する。チャネル応答マトリックス、 $\underline{H}$ 、の要素は、 $i = 1, 2, \dots, N_R$  及び  $j = 1, 2, \dots, N_T$  に対する、独立したガウシアンランダム変数  $\{h_{i,j}\}$  から構成される。ここで、 $h_{i,j}$  は、 $j$  番目の送信アンテナと  $i$  番目の受信アンテナとの間のカップリング (すなわち、複合利得) である。単純にするために、チャネル応答マトリックス、 $\underline{H}$ 、は、フルランクであると仮定され (すなわち、 $N_S = N_T \leq N_R$ )、そして、1つの独立したデータストリームが、 $N_T$  の送信アンテナのそれぞれから送信される可能性がある。

20

30

【0014】

図1は、MIMO システム 100 中の送信機システム 110 及び受信機システム 150 の実施形態のブロック図である。

【0015】

送信機システム 110 において、複数のデータストリームに対するトラフィックデータは、データソース 112 から送信 (TX) データプロセッサ 114 へ与えられる。ある実施形態では、各データストリームは、それぞれの送信アンテナを経由して送信される。TX データプロセッサ 114 は、そのデータストリームに対して選択された特定のコーディングスキームに基づいて、各データストリームに対するトラフィックデータをフォーマットし、コード化し、そしてインターリーブして、コード化されたデータを与える。

40

【0016】

各データストリームに対してコード化されたデータは、パイロットデータを使用してマルチプレックスされる可能性がある、例えば、時間分割マルチプレキシング (TDM) 若しくはコード分割マルチプレキシング (CDM) である。パイロットデータは、一般に (ともかく) 知られた方式で処理される既知のデータパターンであり、そしてチャネル応答を推定するために受信機システムにおいて使用される可能性がある。各データストリームに対してマルチプレックスされたパイロット及びコード化されたデータは、その後、その

50

データストリームに対して選択された特定の変調スキーム（例えば、BPSK, QPSK, MPSK, 若しくはMQAM）に基づいて変調されて（すなわち、シンボルマップされて）、変調されたシンボルを与える。データレート、コーディング、及び各データストリームに対する変調は、コントローラ130によって与えられる管理によって決定される可能性がある。

#### 【0017】

全てのデータストリームに対する変調シンボルは、その後、TX MIMOプロセッサ120に与えられる。TX MIMOプロセッサ120は、（例えば、OFDMに対する）変調シンボルをさらに処理する可能性がある。TX MIMOプロセッサ120は、その後、 $N_T$ の変調シンボルストリームを $N_T$ の送信機（TMTR）122aから122tに与える。各送信機122は、それぞれのシンボルストリームを受信し、処理して、1若しくはそれ以上のアナログ信号を与える、そしてアナログ信号をさらに調整して（例えば、増幅し、フィルタし、そしてアップコンバートして）、MIMOチャネルを経由した送信に適した変調された信号を与える。送信機122aから122tからの $N_T$ の変調された信号は、その後、それぞれ $N_T$ のアンテナ124aから124tから送信される。

#### 【0018】

受信機システム150において、送信された変調された信号は、 $N_R$ のアンテナ152aから152rによって受信される、そして各アンテナ152から受信された信号は、それぞれの受信機（RCVR）154に与えられる。各受信機154は、それぞれの受信された信号を調整し（例えば、フィルタし、増幅し、そしてダウンコンバートし）、サンプルを与えるために調整された信号をデジタル化し、そして対応する“受信された”シンボルストリームを与えるためにサンプルをさらに処理する。

#### 【0019】

RX MIMO/データプロセッサ160は、その後、特定の受信機プロセッシング技術に基づいて $N_R$ の受信機154からの $N_R$ の受信されたシンボルストリームを受信し、処理して、 $N_T$ の“検出された”シンボルストリームを与える。RX MIMO/データプロセッサ160によるプロセッシングは、以下にさらに詳細に述べられる。各検出されたシンボルストリームは、対応するデータストリームに対して送信された変調シンボルの推定値であるシンボルを含む。RX MIMO/データプロセッサ160は、その後、各検出されたシンボルストリームをデモジュレートし、デインターリーブし、そしてデコードして、データストリームに対するトラフィックデータを再生する。RX MIMO/データプロセッサ160によるプロセッシングは、送信機システム110においてTX MIMOプロセッサ120及びTXデータプロセッサ114によって実施されたものに対して補完的である。

#### 【0020】

RX MIMO/データプロセッサ160は、例えば、トラフィックデータを使用してマルチプレックスされたパイロットに基づいて、 $N_T$ の送信及び $N_R$ の受信アンテナの間のチャネル応答の推定値を導出する可能性がある。チャネル応答推定値は、受信機において空間若しくは空間/時間プロセッシングを実施するために使用される可能性がある。RX MIMO/データプロセッサ160は、検出されたシンボルストリームの信号-対-ノイズ-及び-干渉比（SNRs）、及びおそらく他のチャネル特性をさらに推定する可能性があり、そしてこれらの値をコントローラ170に与える可能性がある。RX MIMO/データプロセッサ160若しくはコントローラ170は、システムに対する“オペレーティング”SNRの推定値をさらに導出する可能性がある。これは、通信リンクの状態の指標である。コントローラ170は、その後、チャネル状態情報（CSI）を与える。これは、通信リンク及び/若しくは受信されたデータストリームに関する種々のタイプの情報を具備する可能性がある。例えば、CSIは、オペレーティングSNRだけを具備する可能性がある。CSIは、その後、TXデータプロセッサ178によって処理され、モジュレータ180によって変調され、受信機154aから154rによって調整され、そして、送信機システム110へ逆に送信される。

10

20

30

40

50

## 【0021】

送信機システム110において、受信機システム150からの変調された信号は、アンテナ124によって受信され、受信機122によって調整され、デモジュレータ140によってデモジュレートされ、そしてRXデータプロセッサ142によって処理されて、受信機システムに報告されたCSIを再生する。報告されたCSIは、その後、コントローラ130に与えられ、そして(1)データレート及びデータストリームに対して使用されるべきコーディング及び変調スキームを決定するため、そして(2)TXデータプロセッサ114及びTX MIMOプロセッサ120に対する種々の制御を生成するために使用される。

## 【0022】

10

コントローラ130及び170は、それぞれ送信機及び受信機システムにおけるオペレーションを管理する。メモリ132及び172は、それぞれコントローラ130及び170により使用されたプログラムコード及びデータに対する格納を与える。

## 【0023】

MIMOシステムに対するモデルは、以下のように表される可能性がある：

$$\underline{y} = \underline{H} \underline{x} + \underline{n} \quad \text{式(1)}$$

ここで、 $\underline{y}$ は、受信されたベクトル、すなわち、 $\underline{y} = [y_1 \ y_2 \ \dots \ y_{N_R}]^T$ 、ここで $\{y_i\}$ は、 $i$ 番目の受信アンテナにおいて受信されたエントリーであり、そして $i \in \{1, \dots, N_R\}$ であり、

$\underline{x}$ は、受信されたベクトル、すなわち、 $\underline{x} = [x_1 \ x_2 \ \dots \ x_{N_T}]^T$ 、ここで $\{x_j\}$ は、 $j$ 番目の受信アンテナにおいて受信されたエントリーであり、 $j \in \{1, \dots, N_T\}$ であり、

20

$\underline{H}$ は、MIMOチャネルに対するチャネル応答マトリックスであり、

$\underline{n}$ は、 $\underline{0}$ の平均ベクトル及び $\underline{\Lambda}_n = \sigma^2 \underline{I}$ の共分散マトリックスを有する付加的なホワイトガウシアンノイズ(AWGN)である、ここで、 $\underline{0}$ はゼロのベクトルであり、 $\underline{I}$ は対角線に沿って1でありそれ以外はゼロであるアイデンティティマトリックスであり、そして $\sigma^2$ はノイズの分散である、そして

$[\cdot]^T$ は、 $[\cdot]$ の転置を示す。

## 【0024】

伝播環境においてスキタリングに起因して、 $N_T$ の送信アンテナから送信された $N_T$ のシンボルストリームは、受信機において互いに干渉する。特に、1つの送信アンテナから送信された所定のシンボルストリームは、異なる振幅及び位相で全ての $N_R$ の受信アンテナによって受信される可能性がある。各受信された信号は、そのようにして、 $N_T$ の送信されたシンボルストリームのそれぞれの成分を含む可能性がある。 $N_R$ の受信された信号は、全ての $N_T$ の送信されたシンボルストリームを広範に含むはずである。しかしながら、これらの $N_T$ のシンボルストリームは、 $N_R$ の受信された信号の間に分散される。

30

## 【0025】

受信機において、種々のプロセッシング技術が、 $N_R$ の受信された信号を処理するために使用される可能性があって、 $N_T$ の送信されたシンボルストリームを検出する可能性がある。これらの受信機プロセッシング技術は、2つの主要なカテゴリーにグループ化される可能性がある：

40

- ・ 空間的及び空間-時間受信機プロセッシング技術（これは、イコライゼーション技術としても呼ばれる）、及び
- ・ “連続的なヌリング/イコライゼーション及び干渉削除”受信機プロセッシング技術（これは、“連続的な干渉削除”若しくは“連続的な削除”受信機プロセッシング技術としても呼ばれる）。

## 【0026】

一般に、空間的及び空間-時間受信機プロセッシング技術は、受信機において送信されたシンボルストリームを区別しようと試みる。各送信されたシンボルストリームは、(1)チャネル応答の推定値に基づいて $N_R$ の受信された信号中に含まれた送信されたシンボル

50

ストリームの種々の成分を統合すること、及び（２）他のシンボルストリームに起因する干渉を除去すること（すなわち、削除すること）によって“検出される”可能性がある。これらの受信機プロセッシング技術は、（１）他のシンボルストリームからの干渉を無くするために個々の送信されたシンボルストリームをデコリレートする、若しくは（２）他のシンボルストリームからのノイズ及び干渉の存在の中で各検出されたシンボルストリームの  $S/N_R$  を最大化すること、のいずれかを試みる。各検出されたシンボルストリームは、その後、さらに処理されて（例えば、復調され、デインターリーブされ、そしてデコードされて）、シンボルストリームに対するトラフィックデータを再生する。

#### 【００２７】

連続的な削除受信機プロセッシング技術は、空間的若しくは空間－時間受信機プロセッシングを使用して、一度に１つ、送信されたシンボルストリームを再生して、そして各“再生されたシンボルストリーム”に起因する干渉を削除することを試みる、その結果、後から再生されたシンボルストリームは、少しの干渉しか受けずに、より高い  $S/N_R$  を達成できる可能性がある。各再生されたシンボルストリームに起因する干渉が、正確に推定でき、そして削除されるのであれば、連続的な削除受信機プロセッシング技術は、使用される可能性がある。これは、シンボルストリームのエラーが無い若しくは低エラー再生を必要とする。連続的な削除受信機プロセッシング技術（これは、以下にさらに詳細に説明される）は、一般に空間的／空間－時間受信機プロセッシング技術よりも優れている。

#### 【００２８】

連続的な削除受信機プロセッシング技術に関して、 $N_R$  の受信されたシンボルストリームは、 $N_T$  のステージによって処理されて、各ステージにおいて１つの送信されたシンボルストリームを連続的に再生する。各送信されたシンボルストリームが再生されるとともに、残っている未だ再生されていないシンボルストリームに生じる干渉は、受信されたシンボルストリームから推定され、そして削除される、そして、“変調された”シンボルストリームは、次のステージによってさらに処理されて、次の送信されたシンボルストリームを再生する。送信されたシンボルストリームがエラーなしで（若しくは最小のエラーで）再生されることができれば、そしてチャネル応答推定値が妥当に正確であるならば、再生されたシンボルストリームに起因する干渉の削除は、効果的であり、そして各連続的に再生されたシンボルストリームの  $S/N_R$  は、改善される。このようにして、より高い性能が、全ての送信されたシンボルストリームに対して（おそらく再生されるべき最初の送信されたシンボルストリームを除いて）達成される可能性がある。

#### 【００２９】

以下の術語が、ここでは使用される：

- ・ “送信された”シンボルストリーム－送信アンテナから送信されたシンボルストリーム；
- ・ “受信された”シンボルストリーム－連続的な干渉削除（ $SIC$ ）受信機の第１のステージにおける空間的若しくは空間－時間プロセッサへの入力（図６参照）；
- ・ “変調された”シンボルストリーム－ $SIC$  受信機の各引き続くステージにおける空間的若しくは空間－時間プロセッサへの入力；
- ・ “検出された”シンボルストリーム－空間的プロセッサからの出力（最大  $N_T - k + 1$  シンボルストリームまでがステージ  $k$  において検出される可能性がある）；及び
- ・ “再生された”シンボルストリーム－受信機においてデコードされているシンボルストリーム（１つの検出されたシンボルストリームだけが、各ステージにおいて再生される）。

#### 【００３０】

図２は、 $N_T$  の送信されたシンボルストリームを再生するために  $N_R$  の受信されたシンボルストリームを処理するための連続的な削除受信機プロセッシング技術を示すフロー図である。単純にするために、図２に関する以下の説明は、（１）空間的サブチャネルの数は、送信アンテナの数に等しい（すなわち、 $N_S = N_T \leq N_R$ ）、及び（２）１つの独立したデータストリームが、各送信アンテナから送信されることを仮定する。

10

20

30

40

50

## 【0031】

第1のステージに対して ( $k=1$ )、受信機は、 $N_R$  の受信されたシンボルストリームに空間的若しくは空間-時間プロセッシングを初めに実施して、 $N_T$  の送信されたシンボルストリームを区別することを試みる (ステップ212)。第1のステージに対して、空間的若しくは空間-時間プロセッシングは、 $N_T$  の (未だ再生されていない) 送信されたシンボルストリームの推定値である  $N_T$  の検出されたシンボルストリームを与えられる。検出されたシンボルストリームの1つは、その後、(例えば、特定の選択スキームに基づいて) 選択され、そしてさらに処理される。ステージにおいて再生されるべき送信されたシンボルストリームのアイデンティティが、アプリアリ (a priori) 知られるのであれば、空間的若しくは空間-時間プロセッシングは、この送信されたシンボルストリームに対して1つだけの検出されたシンボルストリームを与えるために実施される可能性がある。いずれの場合においても、選択された検出されたシンボルストリームは、さらに処理されて (例えば、デモジュレートされ、デインターリーブされ、そしてデコードされて)、デコードされたデータストリームを得る。デコードされたデータストリームは、このステージにおいて再生されている送信されたシンボルストリームに対するデータストリームの推定値である (ステップ214)。

10

## 【0032】

その後、全ての送信されたシンボルストリームが再生されたか否かの決定が、なされる (ステップ216)。答えがイエスならば、受信機プロセッシングは終了する。それ以外であれば、 $N_R$  の受信されたシンボルストリームのそれぞれについてたった今-再生されたシンボルストリームに起因する干渉が、推定される (ステップ218)。干渉は、(このデータストリームに対して送信機ユニットにおいて使用された同一のコーディング、インターリーブング、そして変調スキームを使用して) 初めにデコードされたデータストリームを再エンコーディングし、再エンコードされたデータをインターリーブングし、そしてインターリーブングされたデータをシンボルマッピングすることによって、推定される可能性があり、“再変調された” シンボルストリームを得る。再変調されたシンボルストリームは、たった今再生された送信されたシンボルストリームの推定値である。再変調されたシンボルストリームは、その後、チャネル応答ベクトル  $\underline{h}_j$  中の  $N_R$  の要素のそれぞれによってコンボルブ (convolve) されて、たった今-再生されたシンボルストリームに起因する  $N_R$  の干渉成分を導出する。ベクトル  $\underline{h}_j$  は、たった今-再生されたシンボルストリームに対して使用された  $j$  番目の送信アンテナに対応する ( $N_R \times N_T$ ) チャネル応答マトリックス、 $\underline{H}$ 、の行である。ベクトル  $\underline{h}_j$  は、 $j$  番目の送信アンテナと  $N_R$  の受信アンテナとの間のチャネル応答を規定する  $N_R$  の要素を含む。

20

30

## 【0033】

$N_R$  の干渉成分は、その後、 $N_R$  の受信されたシンボルストリームから差し引かれて、 $N_R$  の変調されたシンボルストリームを導出する (ステップ220)。これらの変調されたシンボルストリームは、たった今-再生されたシンボルストリームが送信されていない (すなわち、干渉削除が効果的に実施されたと仮定する) のであれば、受信されたはずであるストリームを表す。

## 【0034】

ステップ212及び214において実施されたプロセッシングは、その後、( $N_R$  の受信されたシンボルストリームの代わりに)  $N_R$  の変調されたシンボルストリームに繰り返されて、他の送信されたシンボルストリームを再生する。ステップ212及び214は、再生されるべき各送信されたシンボルストリームに対してこのようにして繰り返され、そして、再生されるべき他の送信されたシンボルストリームがあれば、ステップ218及び220が実施される。

40

## 【0035】

第1ステージに対して、入力シンボルストリームは、 $N_R$  の受信アンテナからの  $N_R$  の受信されたシンボルストリームである。そして各引き続くステージに対して、入力シンボルストリームは、先立つステージからの  $N_R$  の変調されたシンボルストリームである。各

50

ステージに対するプロセッシングは、同様の方法で続く。第1ステージに続く各ステージにおいて、前のステージにおいて再生されたシンボルストリームは、削除されたと仮定され、その結果チャネル応答マトリックス  $\underline{H}$  の大きさは、各後続のステージに対して1行だけ連続的に減少する。

【0036】

連続的な削除受信機プロセッシングは、このようにして、再生されるべき各送信されたシンボルストリームに対して1つのステージの、複数のステージを含む。各ステージは、送信されたシンボルストリームの1つを再生し、そして（最後のステージ以外は）この再生されたシンボルストリームに起因する干渉を削除して、次のステージに対する変調されたシンボルストリームを導出する。各連続的に再生されたシンボルストリームは、このよう

10

【0037】

連続的な削除受信機プロセッシングに対して、 $k$  番目のステージに対する入力シンボルストリームは、（前の  $k-1$  ステージにおいて再生されたシンボルストリームからの干渉が、効果的に削除されていると仮定して）以下のように表される可能性がある：

$$\underline{y}_k = \underline{H}_k \underline{x}_k + \underline{n} \quad \text{式(2)}$$

ここで、 $\underline{y}_k$  は、 $k$  番目のステージに対する  $N_R \times 1$  の入力ベクトル、すなわち、 $\underline{y}_k = [y_1^k \ y_2^k \ \dots \ y_{N_R}^k]^T$  であり、ここで  $\{y_i^k\}$  は、 $k$  番目のステージにお

20

ける  $i$  番目の受信アンテナに対するエントリーであり；  
 $\underline{x}_k$  は、 $k$  番目のステージに対する  $(N_T - k + 1) \times 1$  の送信されたベクトル、すなわち、 $\underline{x}_k = [x_k \ x_{k+1} \ \dots \ x_{N_T}]^T$  であり、ここで  $x_j$  は、 $j$  番目の送信アンテナから送信されたエントリーであり；

$\underline{H}_k$  は、MIMOチャネルに対する  $N_R \times (N_T - k + 1)$  チャネル応答マトリックスであり、以前に再生されたシンボルストリームに対する  $k-1$  列が削除されている、すなわち、 $\underline{H}_k = [\underline{h}_k \ \underline{h}_{k+1} \ \dots \ \underline{h}_{N_T}]$ ；及び

$\underline{n}$  は、付加的なホワイトガウシアンノイズである。

【0038】

単純にするために、式(2)は、送信されたシンボルストリームは、送信アンテナの順番に再生される（すなわち、送信アンテナ1から送信されたシンボルストリームが、第1に再生され、そして送信アンテナ2から送信されたシンボルストリームが、2番目に再生され、等々、そして、送信アンテナ  $N_T$  から送信されたシンボルストリームが、最後に再生される）と仮定する。式(2)は、以下のように書き直される可能性がある：

30

【数1】

$$\underline{y}_k = \sum_{j=k}^{N_T} \underline{h}_j \underline{x}_j + \underline{n} \quad \text{式(3)}$$

40

【0039】

ステージ  $k$  において再生されるべき送信されたシンボルストリームは、干渉サブ空間（若しくは平面） $\underline{S}^I$  から特定の角度で投影されるものとして見られる可能性がある。送信されたシンボルストリームは、チャネル応答ベクトル  $\underline{h}_k$  に依存する（そして規定される）。送信されたシンボルストリームの干渉のない成分は、干渉のないサブ空間におけるチャネル応答ベクトル、 $\underline{h}_k$ 、を投影することによって得られる可能性がある。干渉のないサブ空間は、干渉サブ空間に直交する。この投影は、 $\underline{h}_k$  を  $\underline{w}$  の応答を有するフィルタで掛け算することによって達成される可能性がある。投影の後で最大のエネルギーを達成するフィルタは、 $\underline{h}_k$  及び干渉サブ空間  $\underline{S}^I$  によって構成されたサブ空間中に位置するものである。ここで、 $n = 1, 2, \dots, N_T - k$  に対して、 $\underline{S}^I = \text{span} ($

50

$\underline{i}_1 \ \underline{i}_2 \ \dots \ \underline{i}_{N_T-k})$ ,  $\underline{i}_m^H \underline{i}_n = \delta_{m,n}$ 、及び  $\{\underline{i}_n\}$  は、干渉サブ空間  $S^I$  に広がっている直交正規基準である。投影の後で平均エネルギーは、次式で与えられる：  
【数 2】

$$\begin{aligned} E[\underline{w}^H \underline{h}_k] &= E[\underline{h}_k^H \underline{h}_k] - E[\underline{S}^I{}^H \underline{h}_k] \\ &= \frac{N_R}{N_T} - \sum_{j=1}^{N_T-k} \underline{i}_j^H E[\underline{h}_k \underline{h}_k^H] \underline{i}_j \\ &= \frac{N_R - N_T + k}{N_T} \end{aligned} \quad \text{式 (4)}$$

10

【0040】

ここで、 $\underline{w}^H \underline{h}_k$  は、干渉のないサブ空間上の投影  $\underline{h}_k$ （すなわち、所望の成分）を表す、そして

$\underline{S}^I{}^H \underline{h}_k$  は、干渉サブ空間上の投影  $\underline{h}_k$ （すなわち、干渉成分）を表す。

20

【0041】

式（4）は、等しい送信出力が送信アンテナに対して使用されると仮定する。

【0042】

k 番目のステージにおいて再生されたシンボルストリームに関する効果的な SNR、 $SNR_{eff}(k)$  は、以下のように表される可能性がある：

【数 3】

$$SNR_{eff}(k) = \frac{P_{tot}(N_R - N_T + k)}{\sigma^2 N_T} \quad \text{式 (5)}$$

30

【0043】

ここで、 $P_{tot}$  は、データ送信に対して利用可能な総送信出力であり、これは、 $N_T$  の送信アンテナにわたって均一に配信され、その結果  $P_{tot} / N_T$  が、各送信アンテナに対して使用される、そして

$\sigma^2$  は、ノイズ変動である。

【0044】

全ての  $N_R$  の受信されたシンボルストリームに対する受信された SNR、 $SNR_{rx}$  は、以下のように規定される可能性がある：

40

【数 4】

$$SNR_{rx} = \frac{P_{tot} N_R}{\sigma^2} \quad \text{式 (6)}$$

【0045】

式（5）及び（6）を統合して、k 番目のステージにおいて再生されたシンボルストリームに関する効果的な SNR は、以下のように表される可能性がある：

50

【数 5】

$$\text{SNR}_{\text{eff}}(k) = \left( \frac{N_R - N_T + k}{N_T N_R} \right) \text{SNR}_x \quad \text{式 (7)}$$

【0046】

式（7）に示された効果的な S N R の式は、複数の仮定に基づく。第 1 に、各再生されたデータストリームに起因する干渉が、効果的に削除され、後続の再生されたシンボルストリームにより観測されたノイズ及び干渉に寄与しないと仮定する。第 2 に、エラーが 1 つのステージから他へ伝播しない（若しくは、少ししか伝播しない）と仮定する。第 3 に、S N R を最大にする最適なフィルタが、各検出されたシンボルストリームを得るために使用される。式（7）は、線形の単位で（すなわち、l o g 若しくは d B 単位でなく）効果的な S N R も与える。

10

【0047】

上記されたように、送信されたシンボルストリームは、異なったチャネル状態を経験する可能性があり、そして送信出力の所定の量に対して異なった S N R s を達成する可能性がある。各シンボルストリームの達成された S N R が送信機において知られるのであれば、データレート及び対応するデータストリームに関するコーディング及び変調スキームは、目的のパケットエラーレート（P E R）を達成しながら、スペクトル効率を最大にするために選択される。しかしながら、いくつかの M I M O システムに対して、現在のチャネル状態を示すチャネル状態情報が、送信機において利用できない。この場合には、データストリームに対して順応性のあるレート制御を実施することが不可能である。

20

【0048】

従来は、いくつかの M I M O システムでは、チャネル状態情報が送信機において利用できない場合に、データは、同一のデータレート（すなわち、データレートの一様な配信）で  $N_T$  の送信アンテナを経由して送信される。受信機において、 $N_R$  の受信されたシンボルストリームは、連続的な削除受信機プロセッシング技術を使用して処理される可能性がある。ある従来のスキームでは、各ステージ  $k$  における  $(N_T - k + 1)$  の検出されたシンボルストリームの S N R s が決定され、そして最大の S N R を有する検出されたシンボルストリームは、そのステージにおいて再生される。データレートの一様な配信を有するこの送信スキームは、最適に準じた性能を与える。

30

【0049】

技術は、現在のチャネル状態の指標であるチャネル状態情報が送信機において利用できない場合に、M I M O システムに対して改善された性能を与えるためにここに与えられる。1 態様では、データレートの不均一な配信が、送信されたデータストリームに対して使用される。データレートは、（1）より低い最小の受信された S N R を有する所定の若しくは指定された全スペクトル効率、若しくは（2）所定の若しくは指定された受信された S N R に対するより高い全スペクトル効率、を達成するために選択される可能性がある。上記の目的のそれぞれを達成するための具体的なスキームが、以下に与えられる。データレートの不均一な配信が、一般に多くの場合において従来のデータレートの一様な配信より優れていることが示される。

40

【0050】

式（7）に示されたように、各再生されたシンボルストリームの実効的な S N R は、式（7）の分子中の因子“ $k$ ”によって示されたように、それが再生された特定のステージに依存する。最も低い実効的な S N R は、最初に再生されたシンボルストリームに対して達成され、そして最も大きい実効的な S N R は、最後に再生されたシンボルストリームに対して達成される。

【0051】

改善された性能を達成するために、データレートの不均一な配信は、それらの実効的な

50



S N R s に依存して、異なるアンテナにおいて送信されたデータストリームに対して使用される可能性がある（すなわち、異なるスペクトル効率が、異なる送信アンテナに割り当てられる可能性がある）。受信機において、送信されたデータストリームは、データレートの昇り順に再生される可能性がある。すなわち、最も低いデータレートを有するデータストリームが、最初に再生され、次に大きなデータレートを有するデータストリームは、2 番目に再生され、そして等々、そして最も大きいデータレートを有するデータストリームが、最後に再生される。

#### 【0052】

データストリームに対して使用されるべきデータレートは、種々の考えを考慮にいて決定される可能性がある。最初に、式（7）に示されたように、早期に再生されたシンボルストリームは、より低い実効的な S N R s を達成し、そしてより低いダイバーシティ順をさらに受ける。事実、ステージ k におけるダイバーシティ順は、 $(N_R - N_T + k)$  として与えられる可能性がある。さらに、早期に再生されたシンボルストリームからのデコーディングエラーは、後で再生されたシンボルストリームに伝播し、そしてこれらの後続の再生されたシンボルストリームの実効的な S N R s に影響を与えることが可能である。早期に再生されたシンボルストリームに対するデータレートは、このようにしてこれらのシンボルストリームの再生に高い確信を達成するために、そして後で再生されたシンボルストリームにおけるエラー伝播（E P）効果を削減する若しくは制限するために選択される可能性がある。第2に、後で再生されたシンボルストリームが、より高い実効的な S N R s を達成できる可能性があっても、より大きなスペクトル効率をサポートするために指定されるのであれば、後で再生されたシンボルストリームは、エラーに対してより無防備になる可能性がある。

#### 【0053】

種々のスキームは、（1）所定のデータレートの配信（若しくはスペクトル効率）をサポートするために必要な最小の受信された S N R を決定するため、若しくは（2）所定の受信された S N R に対するベスト性能を達成するスペクトル効率の配信を決定するために実行される可能性がある。これらの目的のそれぞれに対する1つの具体的なスキームが、以下に説明される。

#### 【0054】

図3は、所定のデータレートのセットをサポートするために必要な最小の受信された S N R を決定するためのプロセス300の実施形態のフロー図である。このデータレートのセットは、 $k = 1, 2, \dots, N_T$  に対して、 $\{r_k\}$  として表され、そして  $r_1 \leq r_2 \leq \dots \leq r_{N_T}$  になるように順番に並べらる。セット  $\{r_k\}$  中のデータレートは、 $N_T$  の送信アンテナから送信されるべき  $N_T$  のデータストリームに対して使用されるべきである。

#### 【0055】

はじめに、セット  $\{r_k\}$  中の各データレート（若しくはスペクトル効率）をサポートする受信機において要求される S N R が、決定される（ステップ312）。これは、必要な S N R 対スペクトル効率のルックアップテーブルを使用することによって達成される可能性がある。所定のスペクトル効率に対して必要な S N R は、以下の仮定に基づいて（例えば、コンピュータシミュレーションを使用して）決定される可能性がある。仮定は、単一のデータストリームが、 $\{1, N_R\}$  単一入力多元出力（S I M O）チャネルを経由して送信され、そして特定の目的の P E R（例えば、1 % P E R）に対してさらに決定される。データレート  $r_k$  を有するデータストリームに対して必要な S N R は、 $S N R_{r_e q}(r_k)$  として表される。 $N_T$  の必要な S N R s のセットは、 $N_T$  のデータストリームに対してステップ312において得られる。

#### 【0056】

セット  $\{r_k\}$  中の  $N_T$  のデータレートは、目的の P E R を達成するために（例えば、ルックアップテーブルから決められるように）受信機において要求された  $N_T$  の S N R s と関連付けられる。これらの  $N_T$  のデータレートは、式（7）に示されたように、受信機

において連続的な干渉削除プロセッシングを使用して特定の受信された  $SNR$  に基づいて受信機において達成される可能性がある  $N_T$  の実効的な  $SNR_s$  にも関連付けられる。 $N_T$  の必要な  $SNR_s$  が対応する実効的な  $SNR$  にある若しくは以下であるのであれば、セット  $\{r_k\}$  中のデータレートは、サポートされるべきであると判断される。視覚的に、 $N_T$  の必要な  $SNR_s$  は、データレートに対してプロットされる可能性があり、第1の線によって一緒に結ばれる。そして、 $N_T$  の実効的な  $SNR_s$  も、データレートに対してプロットされる可能性があり、そして第2の線によって一緒に結ばれる。第1の線のどの部分も第2の線の上方にないのであれば、セット  $\{r_k\}$  中のデータレートは、その後、サポートされるべきであると判断される。

【0057】

10

所定のデータレートに対するマージンは、データレートに関する実効的な  $SNR$  と必要な  $SNR$  との間の差として規定される可能性がある、すなわち、 $margin(k) = SNR_{eff}(r_k) - SNR_{req}(r_k)$  である。各データレートに対するマージンがゼロ以上であれば、セット  $\{r_k\}$  中のデータレートも、サポートされるべきであると判断される。

【0058】

データストリームに関する実効的な  $SNR$  は、受信された  $SNR$  に依存し、そして式(7)に示されたように、受信された  $SNR$  から導出される可能性がある。セット  $\{r_k\}$  中の  $N_T$  のデータレートをサポートするために必要な最小の受信された  $SNR$  は、少なくとも1のデータレートが必要な  $SNR$  に等しくなる(すなわち、ゼロマージンである)実効的な  $SNR$  に結果としてなる受信された  $SNR$  である。セット  $\{r_k\}$  中に含まれた具体的なデータレートに依存して、(ゼロの)最小のマージンは、セット中の任意の  $N_T$  のデータレートに対して達成される可能性がある。

20

【0059】

第1の繰り返しに対して、最小のマージンは、最後に再生されたデータストリームによって達成されると仮定する。そして、インデックス変数  $\lambda$  は、 $N_T$  に設定される(すなわち、 $\lambda = N_T$ ) (ステップ314)。 $\lambda$  番目の再生されたデータストリームに関する実効的な  $SNR$  は、その後、その必要な  $SNR$  に等しく設定される(すなわち、 $SNR_{eff}(\lambda) = SNR_{req}(\lambda)$ ) (ステップ316)。受信された  $SNR$  は、次に、式(7)を使用して、 $\lambda$  番目の再生されたデータストリームに対する  $SNR_{eff}(\lambda)$  の実効的な  $SNR$  に基づいて決定される(ステップ318)。 $\lambda = N_T$  の場合に第1の繰り返しに対して、受信された  $SNR$  は、 $k = N_T$  として式(7)を使用して決定される可能性がある。これは、そして以下のように表される可能性がある:

30

$$SNR_{rx} = N_T \cdot SNR_{eff}(N_T) \quad \text{式(8)}$$

各残りのデータストリームの実効的な  $SNR$  は、その後、ステップ318において計算された受信された  $SNR$  及び  $k = 1, 2, \dots, N_T - 1$  に対して、式(7)を使用することに基づいて決定される(ステップ320)。 $N_T$  の実効的な  $SNR$  のセットは、 $N_T$  のデータストリームに対してステップ320によって得られる。

【0060】

セット  $\{r_k\}$  中の各データレートに対して必要な  $SNR$  は、その後、データレートに関する実効的な  $SNR$  に対して比較される(ステップ322)。セット  $\{r_k\}$  中のデータレートが、ステップ318において決定された受信された  $SNR$  によってサポートされるか否かの決定が、次になされる(ステップ324)。特に、 $N_T$  のデータレートのそれぞれに対して必要な  $SNR$  が、そのデータレートに関する実効的な  $SNR$  より小さい若しくは等しいのであれば、セット  $\{r_k\}$  中のデータレートは、受信された  $SNR$  によってサポートされるべきであると判断され、そして結果が表示される(ステップ326)。それ以外は、 $N_T$  のデータレートのいずれか1つでも、データレートに関する実効的な  $SNR$  を超えるのであれば、セット  $\{r_k\}$  中のデータレートは、受信された  $SNR$  によってサポートされるべきでないと判断される。この場合には、変数  $\lambda$  は、減少する(すなわち、 $\lambda = \lambda - 1$ 、その結果、第2の繰り返しに対して  $\lambda = N_T - 1$ ) (ステップ328)。

40

50

プロセスは、その後ステップ 3 1 6 に戻って、最小のマージンが 2 番目から最後に再生されたデータストリームに対して達成されたとする仮定の下で、セット  $\{r_k\}$  中のデータレートに関する実効的な  $SNR_s$  のセットを決定する。必要に応じてできるだけ多くの繰り返しだが、ステップ 3 2 6 において成功が表示されるまで実施される可能性がある。成功の表示に結果としてなる反復に対してステップ 3 1 8 において決定された受信された  $SNR$  は、その後、セット  $\{r_k\}$  中のデータレートをサポートするために必要な最小の受信された  $SNR$  である。

#### 【0061】

図 3 に示されたプロセスは、所定のデータレートのセットが所定の受信された  $SNR$  によってサポートされるか否かを決定するためにも使用される可能性がある。この受信された  $SNR$  は、オペレーティング  $SNR$ 、 $SNR_o$ 、に対応する可能性がある。 $SNR_o$  は、受信機における平均若しくは予期された（しかし瞬間的である必要はない）受信された  $SNR$  である可能性がある。オペレーティング  $SNR$  は、受信機における観測に基づいて決定される可能性があり、送信機に周期的に与えられる可能性がある。あるいは、オペレーティング  $SNR$  は、送信機が運営すると予定される MIMO チャンネルの推定値である可能性がある。いずれの場合でも、受信された  $SNR$  は、MIMO システムに対して与えられる若しくは指定される。

#### 【0062】

図 3 を参照して、所定のデータレートのセットが所定の受信された  $SNR$  によってサポートされるか否かを決定するために、各データレートに対して必要な  $SNR$  が、初めに決定される可能性がある（ステップ 3 1 2）。 $N_T$  の必要な  $SNR$  のセットは、 $N_T$  のデータストリームに対してステップ 3 1 2 において得られる。受信された  $SNR$  がすでに与えられているので、ステップ 3 1 4、3 1 6、及び 3 1 8 は、スキップされる可能性がある。各データストリームの実効的な  $SNR$  は、所定の受信された  $SNR$  に基づいて及び  $k = 1, 2, \dots, N_T$  に対して式 (7) を使用して決定される（ステップ 3 2 0）。 $N_T$  の実効的な  $SNR$  のセットは、 $N_T$  のデータストリームに対してステップ 3 2 0 において得られる。

#### 【0063】

セット  $\{r_k\}$  中の各データレートに対して必要な  $SNR$  は、その後、そのデータレートに関する実効的な  $SNR$  に対して比較される（ステップ 3 2 2）。セット  $\{r_k\}$  中のデータレートが受信された  $SNR$  によってサポートされるか否かの決定が、次になされる。 $N_T$  のデータレートのそれぞれに対して必要な  $SNR$  が、そのデータレートに関する実効的な  $SNR$  より小さい若しくは等しいのであれば、セット  $\{r_k\}$  中のデータレートは、受信された  $SNR$  によってサポートされると判断され、そして成功が表示される（ステップ 3 2 6）。それ以外は、 $N_T$  のデータレートのいずれか 1 つに対して必要な  $SNR$  が、データレートに関する実効的な  $SNR$  を超えるのであれば、セット  $\{r_k\}$  中のデータレートは、受信された  $SNR$  によってサポートされないと判断され、失敗が表示される。

#### 【0064】

明確にするために、2 つの送信アンテナ（すなわち、 $N_T = 2$ ）及び 4 つの受信アンテナ（すなわち、 $N_R = 4$ ）を有する  $\{2, 4\}$  MIMO システムに対する一例が、以下に説明され、1 ヘルツ当り毎秒 3 ビット ( $\text{bps}/\text{Hz}$ ) の全体スペクトル効率をサポートするために明示される。この例に対して、データレートの 2 セットが、評価される。第 1 のセットは、 $1 \text{ bps}/\text{Hz}$  及び  $2 \text{ bps}/\text{Hz}$  に対応するデータレートを含み、そして第 2 のセットは、 $4/3 \text{ bps}/\text{Hz}$  及び  $5/3 \text{ bps}/\text{Hz}$  に対応するデータレートを含む。各レートセットの性能は、（例えば、図 3 に示されたプロセスに基づいて）決定され、そして互いに比較される。

#### 【0065】

図 4 は、 $1 \text{ bps}/\text{Hz}$ 、 $4/3 \text{ bps}/\text{Hz}$ 、 $5/3 \text{ bps}/\text{Hz}$ 、及び  $2 \text{ bps}/\text{Hz}$  のスペクトル効率に対する  $\{1, 4\}$  MIMO システムに関する PER 対  $SNR$  のプロットを示す。これらのプロットは、この分野で知られているように、コンピュータシミ

10

20

30

40

50

ュレーション若しくはある種の他の手段によって生成される可能性がある。MIMOシステムは、一般に特定の目的のPERにおいて動作するように示される。この場合に、各スペクトル効率に対して目的のPERを達成するために必要なSNRが決定され、そしてルックアップテーブルに記憶される可能性がある。例えば、目的のPERが1%であるならば、 $-2.0\text{ dB}$ 、 $0.4\text{ dB}$ 、 $3.1\text{ dB}$ 、及び $3.2\text{ dB}$ の値が、それぞれ $1, 4/3, 5/3$ 、及び $2\text{ bps/Hz}$ のスペクトル効率に対してルックアップテーブルに記憶される可能性がある。

#### 【0066】

第1のレートセットに対して、それぞれ、1および $2\text{ bps/Hz}$ のスペクトル効率を有するデータストリーム1及び2に対して必要なSNRsは、図4のプロット412及び418を使用して決定される可能性があり（図3のステップ312）、以下の通りである：

$SNR_{req}(1) = -2.0\text{ dB}$ 、 $1\text{ bps/Hz}$ のスペクトル効率を有するデータストリーム1に対して、及び

$SNR_{req}(2) = 3.2\text{ dB}$ 、 $2\text{ bps/Hz}$ のスペクトル効率を有するデータストリーム2に対して。

#### 【0067】

データストリーム2の実効的なSNR（これは最後に、そしてデータストリーム1からの干渉が効果的に削除されたという仮定の下で再生される）は、その後、その必要なSNRに設定され（ステップ316）、以下の通りである：

$$SNR_{eff}(2) = SNR_{req}(2) = 3.2\text{ dB}.$$

#### 【0068】

受信されたSNRは、その後、式（8）に基づいて決定され、以下の通りである：

$$SNR_{rx} = 2 \cdot SNR_{req}(2), \quad \text{直線単位に対して、若しくは}$$

$$SNR_{rx} = SNR_{req}(2) + 3.0\text{ dB} = 6.2\text{ dB}, \quad \text{ログ単位に対して。}$$

#### 【0069】

各残りのデータストリーム（すなわち、データストリーム1）の実効的なSNRは、式（7）に基づいて次に決定され（ステップ320）、以下の通りである：

$$SNR_{eff}(1) = 3/8 \cdot SNR_{rx}, \quad \text{直線単位に対して、若しくは}$$

$$SNR_{eff}(1) = SNR_{rx} - 4.3\text{ dB} = 1.9\text{ dB}, \quad \text{ログ単位に対して。}$$

#### 【0070】

第1のレートセット中の各データレートに関する実効的な及び必要なSNRは、表1の列2及び3に与えられる。各データレートに対するマージンも、決定され、表1の最後の行に与えられる。

【表 1】

表 1

	第1のレートセット		第2のレートセット		単位
データストリーム	1	2	1	2	
スペクトル効率	1	2	4/3	5/3	bps/Hz
$SNR_{eff}$	1.9	3.2	1.8	3.1	dB
$SNR_{req}$	-2.0	3.2	0.4	3.1	dB
マージン	3.9	0.0	1.4	0.0	dB

10

## 【0071】

データストリーム 1 及び 2 に対して必要な  $SNR$  は、その後、これらのデータストリームに関する実効的な  $SNR$  s に対して比較される（ステップ 322）。 $SNR_{req}(2) = SNR_{eff}(2)$  及び  $SNR_{req} < SNR_{eff}(1)$  であるので、データレートはこのセットは、6.2 dB の最小の受信された  $SNR$  によってサポートされる。

20

## 【0072】

第 1 のレートセットが、図 3 に示されたプロセスを通して最初の反復によってサポートされると判断されるので、追加の反復は実施される必要がない。しかしながら、この第 1 のレートセットが 6.2 dB の受信された  $SNR$  によってサポートされていないのであれば（例えば、データストリーム 1 に対して必要な  $SNR$  が、1.9 dB より大きくなるように変化するのであれば）、もう 1 つの反復が実施されるはずであり、それによって受信された  $SNR$  は、 $SNR_{req}(1)$  に基づいて決定され、そして 6.2 dB より大きくなるはずである。

## 【0073】

第 2 のレートセットに対して、それぞれ、4/3 及び 5/3 bps/Hz のスペクトル効率を有するデータストリーム 1 及び 2 に対して必要な  $SNR$  は、図 4 のプロット 414 及び 416 を使用して決定される可能性があり、以下の通りである：

30

$SNR_{req}(1) = 0.4$  dB、4/3 bps/Hz のスペクトル効率を有するデータストリーム 1 に対して、及び

$SNR_{req}(2) = 3.1$  dB、5/3 bps/Hz のスペクトル効率を有するデータストリーム 2 に対して。

## 【0074】

データストリーム 2 の実効的な  $SNR$  は、その後、その必要な  $SNR$  に設定される。受信された  $SNR$  は、その後、式 (8) に基づいて決定され、以下の通りである：

$SNR_{rx} = SNR_{req}(2) + 3.0$  dB = 6.1 dB、ログ単位に対して。

40

## 【0075】

各残りのデータレート（すなわち、データレート 1）の実効的な  $SNR$  は、式 (7) に基づいて次に決定され、以下の通りである：

$SNR_{eff}(1) = SNR_{rx} - 4.3$  dB = 1.8 dB、ログ単位に対して。

## 【0076】

第 2 のレートセット中の各データレートに関する実効的な及び必要な  $SNR$  s は、表 1 の列 4 及び 5 に与えられる。

## 【0077】

データストリーム 1 及び 2 の実効的な  $SNR$  s は、その後、それらの必要な  $SNR$  s に対して比較される。再び、 $SNR_{req}(2) = SNR_{eff}(2)$  及び  $SNR_{req}(2) < SNR_{eff}(1)$  であるので、データレートはこのセットは、6.2 dB の最小の受信された  $SNR$  によってサポートされる。

50

1)  $< \text{SNR}_{\text{eff}}(1)$  であるので、このデータレートのセットは、6.1 dB の最小の受信された SNR によってサポートされる。

#### 【0078】

上記の説明は、“縦の”連続的な干渉削除スキームに対してであり、これによって1つのデータストリームが、各送信アンテナから送信され、そして、受信機において、1つのデータストリームが、1つの送信アンテナからのストリームをプロセッシングすることによって、連続的な干渉削除受信機の各ステージにおいて再生される。図4のプロット及びルックアップテーブルは、この垂直スキームに対して導出される。

#### 【0079】

ここに説明された技術は、“対角線の”連続的な干渉削除スキームに対しても使用される可能性があり、これによって各データストリームは、複数の（例えば、全ての  $N_T$  の）送信アンテナ（及びおそらく、複数の周波数ビンにわたって）から送信される。受信機において、1つの送信アンテナからのシンボルは、連続的な干渉削除受信機の各ステージにおいて検出される可能性があり、そして各データストリームは、複数のステージから検出されたシンボルから再生される可能性がある。対角線スキームに対して、他の1つのプロットのセット及び他の1つのルックアップテーブルが導出されそして使用される可能性がある。ここに説明した技術は、他の順番をつけるスキームに対しても使用される可能性があり、そしてこれは、本発明の範囲内である。

#### 【0080】

上記の例に関して、次のことが示される。対角線の連続的な干渉削除スキームに対して、データレートの一様な配信をサポートするために必要な最小の受信された SNR（すなわち、2つのデータストリームのそれぞれについて  $1.5 \text{ bps} / \text{Hz}$  のスペクトル効率）は、第2のレートセットに対して必要なもの（すなわち、 $4/3$  及び  $5/3$  のスペクトル効率）より約 0.6 dB 高い。この利得は、システム設計をひどく複雑にすることなく達成される。

#### 【0081】

所定の全体のスペクトル効率に対する目的の PER を達成するために必要な最小の受信された SNR を削減するために、最後に再生されたデータストリームは、以前に再生されたデータストリームのいずれに対してもエラーが伝播しない条件に違反しない、最も小さい可能性のあるスペクトル効率で割り当てられる可能性がある。最後に再生されたデータストリームのスペクトル効率が減少するのであれば、1若しくはそれ以上の以前に再生されたデータストリームのスペクトル効率は、所定の全体のスペクトル効率を達成するためにそれに応じて増加させる必要がある。早期に再生されたデータストリームに対する増加したスペクトル効率は、より高い必要な SNR s に結果としてなるはずである。早期に再生されたデータストリームのいずれか1のスペクトル効率が高くなりすぎるのであれば、最小の受信された SNR は、このデータストリームに対して必要な SNR によって決定され、そして最後に再生されたデータストリームによってではない（これは、データレートの一様な配信に対する場合である）。

#### 【0082】

上記の例では、第2のレートセットは、より小さな受信された SNR を必要とする。その理由は、後で再生されたデータストリーム2が、最初に再生されたデータストリーム1に対するエラーが伝播しない条件に違反しない、より小さなスペクトル効率を割り当てられるからである。第1のレートセットに対して、データストリーム1に割り当てられたスペクトル効率は、余りに控え目であり、その結果、エラーが伝播しないと仮定する一方で、データストリーム2に割り当てられるべき、より高いスペクトル効率を強制することによって全体の性能を害する。比較として、第2のレートセットは、（第1のレートセットに比較して信頼性が低い）エラーが伝播しないことをまだ保障するデータストリーム1へより現実的なスペクトル効率を割り当てる。表1に示されたように、第1のレートセットに対するデータストリーム1のマージンは、3.9 dB であり、一方、第2のレートセットに対するデータストリーム1のマージンは、1.4 dB である。

10

20

30

40

50

## 【0083】

ここに説明された技術は、所定の受信されたS N R（これはM I M Oシステムに対するオペレーティングS N Rである可能性がある）に対する全体のスペクトル効率を最大にするデータレートのセットを決定するためにも使用される可能性がある。この場合には、実効的なS N R sのセットは、所定の受信されたS N Rに基づいてそして式（7）を使用して $N_T$ のデータストリームに対して始めに決定される可能性がある。セット中の各実効的なS N Rに対して、目的のP E Rに対するこの実効的なS N Rによってサポートされる可能性がある最も高いスペクトル効率は、その後、決定される。これは、スペクトル効率に関する実効的なS N Rの値を記憶する他の1つのルックアップテーブルを使用することによって達成される可能性がある。 $N_T$ のスペクトル効率のセットは、 $N_T$ の実効的なS N R sのセットに対して得られる。 $N_T$ のスペクトル効率のこのセットに対応するデータレートのセットは、その後決定され、そして $N_T$ のデータストリームに対して使用される可能性がある。このレートセットは、所定の受信されたS N Rに対する全体のスペクトル効率を最大にする。

10

## 【0084】

上記の説明では、データストリームの実効的なS N R sは、受信されたS N Rに基づいてそして式（7）を使用して決定される。この式は、典型的なM I M Oシステムに対して一般的に（大部分は）真実である、上記したような、種々の仮定を含む。さらに、式（7）も、受信機において連続的な干渉削除プロセッシングの使用に基づいて導出される。異なった式若しくはルックアップテーブルは、異なったオペレーティング条件及び／若しくは異なった受信機プロセッシング技術に対するデータストリームの実効的なS N R sを決定するためにも使用される可能性がある。これは、本発明の範囲内である。

20

## 【0085】

単純にするために、データレートの決定は、M I M Oシステムに対して具体的に説明される。これらの技術は、他の多元チャネル通信システムに対しても使用される可能性がある。

## 【0086】

ワイドバンドM I M Oシステムは、周波数選択的フェーディングを経験する可能性がある。これは、システムバンド幅にわたり異なる量の減衰によって特徴付けられる。周波数選択的フェーディングは、インターシンボル干渉（I S I）を引き起こす。これは、それによって受信された信号中の各シンボルが、受信された信号中の後続のシンボルへの歪として作用する現象である。この歪は、受信されたシンボルを正しく検出する能力に影響を与えることによって性能を劣化させる。

30

## 【0087】

O F D Mは、I S Iを克服するために及び／若しくは他の理由のために使用される可能性がある。あるO F D Mシステムは、全体のシステムバンド幅を複数（ $N_F$ ）の周波数サブチャネルに効率的に区分する。周波数サブチャネルは、サブバンド若しくは周波数ビンとしても呼ばれる可能性がある。各周波数サブチャネルは、そこでデータが変調される可能性があるそれぞれのサブキャリアに関連付けられる。O F D Mシステムの周波数サブチャネルは、送信及び受信アンテナの間の伝播経路の特性（例えば、マルチパスプロファイル）に依存して、周波数選択的フェーディングも経験する可能性がある。O F D Mを使用して、周波数選択的フェーディングに起因するI S Iは、この分野で知られるように、各O F D Mシンボルの部分を繰り返すこと（すなわち、各O F D Mシンボルに周期的なプリフィックスを付けること）によって、克服される可能性がある。

40

## 【0088】

O F D Mを利用するM I M Oシステム（すなわち、M I M O-O F D Mシステム）に対して、 $N_F$ の周波数サブチャネルは、データ送信に対する $N_S$ の空間的サブチャネルのそれぞれにおいて利用可能である。各空間的サブチャネルの各周波数サブチャネルは、送信チャネルとしてみなされる可能性があり、そして $N_F \cdot N_S$ の送信チャネルは、 $N_T$ の送信アンテナと $N_R$ の受信アンテナとの間のデータ送信に対して利用可能である。上述され

50

たデータレート決定は、MIMOシステムに対して上述したものと同様に、 $N_T$ の送信アンテナのセットに対して実施される可能性がある。あるいは、データレートの決定は、 $N_F$ の周波数サブチャネルのそれぞれに対する $N_T$ の送信アンテナのセットに対して独立して実施される可能性がある。

【0089】

#### 送信機システム

図5は、送信機ユニット500のブロック図である。これは、図1の送信機システム110の送信機部分の実施形態である。この実施形態では、別々のデータレート及びコーディング及び変調スキームが、 $N_T$ の送信アンテナにおいて送信されるべき $N_T$ のデータストリームのそれぞれに対して使用される可能性がある（すなわち、アンテナ当りの基準で別々のコーディング及び変調）。具体的なデータレート及び各送信アンテナに対して使用されるべきコーディング及び変調スキームは、コントローラ130によって与えられた制御に基づいて決定される可能性があり、そしてデータレートは、上述したように決定される可能性がある。

【0090】

送信機ユニット500は、(1)変調シンボルを供給するために別々のコーディング及び変調スキームにしたがって各データストリームを受信し、コード化し、そして変調するTXデータプロセッサ114a、及び(2)OFDMが採用されるのであれば、送信シンボルを供給するために変調シンボルをさらに処理する可能性があるTX MIMOプロセッサ120aを含む。TXデータプロセッサ114a及びTX MIMOプロセッサ120aは、図1のそれぞれのTXデータプロセッサ114及びTX MIMOプロセッサ120の1実施形態である。

【0091】

図5に示された具体的な実施形態では、TXデータプロセッサ114aは、デマルチプレクサ510、 $N_T$ のエンコーダ512aから512t、 $N_T$ のチャンネルインターリーバ514aから514t、及び $N_T$ のシンボルマッピングエレメント516aから516t（すなわち、各送信アンテナに対して、エンコーダ、チャンネルインターリーバ、及びシンボルマッピングエレメントの1セット）を含む。デマルチプレクサ510は、データ送信に対して使用されるべき $N_T$ の送信アンテナに対する $N_T$ のデータストリームにトラフィックデータ（すなわち、情報ビット）をデマルチプレックスする。 $N_T$ のデータストリームは、レート制御によって決定されたように、異なるデータレートで関連付けられる可能性がある。各データストリームは、それぞれのエンコーダ512に与えられる。

【0092】

各エンコーダ512は、そのデータストリームに対して選択された具体的なコーディングスキームに基づいてそれぞれのデータストリームを受信し、そしてコード化して、コード化されたビットを供給する。コーディングは、データ送信の信頼性を増加する。コーディングスキームは、周期的な冗長性チェック(CRC)コーディング、コンボリューションコーディング、ターボコーディング、ブロックコーディング、及びその他の任意の組み合わせを含む可能性がある。各エンコーダ512からのコード化されたビットは、その後、それぞれのチャンネルインターリーバ514に供給される。チャンネルインターリーバ514は、固有のインターリービングスキームに基づいてコード化されたビットをインターリーブする。インターリービングは、コード化されたビットに対して時間ダイバーシティを与え、データストリームに対して使用された送信チャンネルに対する平均SNRに基づいて送信されるべきデータを認め、フェーディングを克服し、そして各変調シンボルを形成するために使用されたコード化されたビット間の相関をさらに削除する。

【0093】

各チャンネルインターリーバ514からのコード化されたそしてインターリーブされたビットは、それぞれのシンボルマッピングエレメント516に与えられる。シンボルマッピングエレメント516は、変調シンボルを形成するためにこれらのビットをマップする。

10

20

30

40

50



各シンボルマッピングエレメント 516 によって実行されるべき固有の変調スキームは、コントローラ 130 によって与えられた変調制御により決定される。各シンボルマッピングエレメント 516 は、ノンバイナリシンボルを形成するために  $q_j$  のコード化され、そしてインターリーブされたビットのセットをグループ化し、そして選択された変調スキーム（例えば、QPSK、MPSK、MQAM、若しくはある他の変調スキーム）に対応する信号配列中の特定の点に各ノンバイナリシンボルをさらにマップする。各マップされた信号の点は、 $M_j$ -アレイの変調シンボルに対応する。ここで、 $M_j$  は  $j$  番目の送信アンテナに対する選択された固有の変調スキームに対応し、 $M_j = 2^{q_j}$  である。 $N_T$  のシンボルマッピングエレメント 516 a から 516 t は、その後、変調シンボルの  $N_T$  のストリームを与える。

10

#### 【0094】

図 5 に示された具体的な実施形態では、TX MIMO プロセッサ 120 a は、 $N_T$  の OFDM モジュレータを含む。各モジュレータは、逆フーリエ変換 (IFFT) ユニット 522 及び周期的なプリフィックス生成器 524 を含む。各 IFFT 522 は、対応するシンボルマッピングエレメント 516 からそれぞれの変調シンボルストリームを受信する。各 IFFT 522 は、 $N_F$  の変調シンボルをグループ化して、対応する変調シンボルベクトルを形成し、そして逆高速フーリエ変換を使用して各変調シンボルベクトルを時間ードメイン表記（これは、OFDM シンボルとして呼ばれる）に変換する。IFFT 522 は、任意の数の周波数サブチャネル（例えば、8, 16, 32, . . . ,  $N_F$ , . . . ）について逆変換を実施するために設計される可能性がある。各 OFDM シンボルに対して、周期的なプリフィックス生成器 524 は、OFDM シンボルの部分を繰り返して、対応する送信シンボルを形成する。周期的なプリフィックスは、送信シンボルがマルチパス遅延拡散の存在においてもその直交特性を維持し、それによって、周波数選択的フェーディングによって生じたチャネル分散のような有害な経路効果に対して性能を改善することを確かにする。周期的なプリフィックス生成器 524 は、その後、関連する送信機 122 へ送信シンボルのストリームを与える。OFDM が採用されなければ、TX MIMO プロセッサ 120 a は、各シンボルマッピングエレメント 516 から関連した送信機 122 へ変調シンボルストリームを単に与える。

20

#### 【0095】

各送信機 122 は、（OFDM を使用しない MIMO に対して）それぞれの変調シンボルストリームを若しくは（OFDM を使用する MIMO に対して）送信シンボルストリームを受信して処理して、変調された信号を生成する。これは、その後、関連したアンテナ 124 から送信される。

30

#### 【0096】

送信機ユニットに関する他の設計も、実行される可能性があり、本発明の範囲内である。

#### 【0097】

OFDM を使用した及び使用しない MIMO システムに対するコーディング及び変調は、以下の米国特許出願にさらに詳細に説明される。

#### 【0098】

- ・ 米国特許出願番号第 09/993,087 号、名称“多元アクセス多元入力多元出力 (MIMO) 通信システム”、2001 年 11 月 6 日提出；
- ・ 米国特許出願番号第 09/854,235 号、名称“チャネル状態情報を利用する多元入力多元出力 (MIMO) 通信システムにおいてデータを処理するための方法及び装置”、2001 年 5 月 11 日提出；
- ・ 米国特許出願番号第 09/826,481 号及び第 09/956,449 号、両者ともに名称“ワイヤレス通信システムにおいてチャネル状態情報を利用するための方法及び装置”、それぞれ 2001 年 3 月 23 日、及び 2001 年 9 月 18 日に提出；
- ・ 米国特許出願番号第 09/776,075 号、名称“ワイヤレス通信システムのためのコーディングスキーム”、2001 年 2 月 1 日提出；及び

40

50

・ 米国特許番号第09/532,492号、名称“マルチキャリア変調を採用する高効率高性能通信システム”、2000年3月30日提出。

【0099】

これらの出願は、全て本発明の譲受人に譲渡されており、引用文献としてここに組み込まれている。出願番号第09/776,075号は、コーディングスキームを説明しており、それによって異なるレートが、同一のベースコード（例えば、コンボリューション若しくはターボコード）を使用してデータをコーディングすることによって、そして所望のレートを達成するためにパルクチャリングを調整することによって達成される可能性がある。他のコーディング及び変調スキームも、使用される可能性があり、これは、本発明の範囲内である。

10

【0100】

#### 受信機システム

図6は、連続的な削除受信機プロセッシング技術を実行する能力があるRX MIMO/データプロセッサ160aのブロック図である。RX MIMO/データプロセッサ160aは、図1のRX MIMO/データプロセッサ160の1実施形態である。 $N_T$ の送信アンテナから送信された信号は、 $N_R$ のアンテナ152aから152rのそれぞれによって受信され、そしてそれぞれの受信機154に転送される。各受信機154は、それぞれの受信された信号を調整し（例えば、フィルタし、増幅し、そしてダウンコンバートし）、そして調整された信号をデジタル化して、対応するデータサンプルのストリームを与える。

20

【0101】

OFDMを使用しないMIMOに関して、データサンプルは、受信されたシンボルの代表値である。各受信機154は、それぞれの受信されたシンボルストリーム、これは、各シンボル期間に対する受信されたシンボルを含む、をRX MIMO/データプロセッサ160aに与えるはずである。

【0102】

OFDMを使用するMIMOに関して、各受信機154は、周期的なプリフィックス削除エレメント及びFFTプロセッサをさらに含む（両者とも、単純化のために図6には示されていない）。周期的なプリフィックス削除エレメントは、周期的なプリフィックスを削除する。周期的なプリフィックスは、各送信シンボルに対して送信機システムにおいて挿入され、対応する受信されたOFDMシンボルを与える。FFTプロセッサは、その後、各受信されたOFDMシンボルを変換して、そのシンボル期間の間、 $N_F$ の周波数サブチャネルに対する $N_F$ の受信されたシンボルのベクトルを与える。 $N_R$ の受信されたシンボルベクトルストリームは、その後、RX MIMO/データプロセッサ160aへ $N_R$ の受信機154によって与えられる。

30

【0103】

OFDMを使用するMIMOに関して、RX MIMO/データプロセッサ160aは、 $N_R$ の受信されたシンボルベクトルストリームを $N_R$ の受信されたシンボルストリームの $N_F$ のグループにデマルチプレックスする可能性がある。 $N_F$ のグループは、各周波数サブチャネルに対して1グループであり、各グループは、1つの周波数サブチャネルに対して受信されたシンボルの $N_R$ のストリームを含んでいる。RX MIMO/データプロセッサ160aは、その後、OFDMを使用しないMIMOに関する $N_R$ の受信されたシンボルストリームに対してのような、同様の方法で $N_R$ の受信されたシンボルストリームの各グループを処理する可能性がある。RX MIMO/データプロセッサ160aは、この分野で知られたように、いくつかの他のオーダリングスキームに基づいてOFDMを使用するMIMOに対して受信されたシンボルも処理する可能性がある。いずれの場合でも、RX MIMO/データプロセッサ160aは、（OFDMを使用しないMIMOに対して） $N_R$ の受信されたシンボルストリームを若しくは（OFDMを使用するMIMOに対して） $N_R$ の受信されたシンボルストリームの各グループを処理する。

40

50

## 【0104】

図6に示された実施形態では、RX MIMO/データプロセッサ160aは、再生されるべき送信されたデータストリームのそれぞれに対して1ステージの、複数の連続した（すなわち、カスケード接続された）受信機プロセッシングステージ610aから610nを含む。（最後のステージ610nを除く）各受信機プロセッシングステージ610は、空間的プロセッサ620、RXデータプロセッサ630、及び干渉キャンセラ640を含む。最後の610nは、空間的プロセッサ620n及びRXデータプロセッサ630nだけを含む。

## 【0105】

第1のステージ610aに関して、空間的プロセッサ620aは、特定の空間的な若しくは空間-時間受信機プロセッシング技術に基づいて受信機154aから154rからの $N_R$ の受信されたシンボルストリーム（ベクトル $\underline{y}^1$ として表される）を受信し、処理して、（最大） $N_T$ の検出されたシンボルストリーム（ベクトル $\underline{x}^1$ として表される）を与える。OFDMを使用するMIMOに関して、 $N_R$ の受信されたシンボルストリームは、1つの周波数サブチャネルに対する受信されたシンボルを具備する。最も低いデータレートに対応する検出されたシンボルストリーム、 $\underline{x}^1$ 、は、選択され、そしてRXデータプロセッサ630aに与えられる。プロセッサ630aは、第1のステージに対して選択された検出されたシンボルストリーム、 $\underline{x}^1$ 、をさらに処理して（例えば、デモジュレートし、デインターリーブし、そしてデコードして）、デコードされたデータストリームを与える。空間的プロセッサ620aは、チャネル応答マトリックス、 $\underline{H}$ 、の推定値を与える。チャネル応答マトリックス、 $\underline{H}$ 、は、全てのステージに対して空間的な若しくは空間-時間プロセッシングを実施するために使用される。

## 【0106】

第1のステージ610aに関して、干渉キャンセラ640aは、受信機154から $N_R$ の受信されたシンボルストリーム（すなわち、ベクトル $\underline{y}^1$ ）も受信する。干渉キャンセラ640aは、RXデータプロセッサ630aからデコードされたデータストリームをさらに受信し、そしてプロセッシング（例えば、エンコーディング、インターリーブング、変調、チャネル応答、及びその他）を実施して、 $N_R$ の再変調されたシンボルストリーム（ベクトル $\underline{i}^1$ として表される）を導出する。これは、たった今再生されたデータストリームに起因する干渉成分の推定値である。再変調されたシンボルストリームは、その後、第1のステージの入力シンボルストリームから引き算されて、 $N_R$ の変形されたシンボルストリーム（ベクトル $\underline{y}^2$ として表される）を導出する。これは、全てののしかし引き算された（すなわち、削除された）干渉成分を含む。 $N_R$ の変形されたシンボルストリームは、その後、次のステージに与えられる。

## 【0107】

第2から最後のステージ610bから610nのそれぞれに関して、そのステージに対する空間的プロセッサは、前のステージの干渉キャンセラから $N_R$ の変形されたシンボルストリームを受信し、処理して、そのステージに対する検出されたシンボルストリームを導出する。そのステージにおける最も低いデータレートに対応する検出されたシンボルストリームが、選択され、そしてRXデータプロセッサによって処理されて、そのステージに対するデコードされたデータストリームを与える。第2から第2-から-最後のステージのそれぞれに関して、そのステージの干渉キャンセラは、前のステージの干渉キャンセラから $N_R$ の変形されたシンボルストリーム及び同じステージ中のRXデータプロセッサからのデコードされたデータストリームを受信して、 $N_R$ の再変調されたシンボルストリームを導出し、そして次のステージに対して $N_R$ の変形されたシンボルストリームを与える。

## 【0108】

連続的な削除受信機プロセッシング技術は、前述の米国特許出願番号第09/993,087号及び第09/854,235号にさらに詳細に説明されている。

## 【0109】

10

20

30

40

50

各ステージにおける空間的プロセッサ620は、固有の空間的若しくは空間－時間受信機プロセッシング技術を実行する。使用されるべき具体的な受信機プロセッシング技術は、一般にMIMOチャネルの特性に依存する。これは、非分散型若しくは分散型のいずれかとして特徴付けられる可能性がある。非分散型MIMOチャネルは、フラットフェーディング（すなわち、システムバンド幅にわたってほぼ等しい減衰の量）を経験する、そして分散型MIMOチャネルは、周波数選択的フェーディング（すなわち、システムバンド幅にわたって異なる減衰の量）を経験する。

#### 【0110】

非分散型MIMOチャネルに関して、空間的な受信機プロセッシング技術は、受信された信号を処理するために使用される可能性があり、検出されたシンボルストリームを与える。これらの空間的な受信機プロセッシング技術は、チャネル相関マトリックス反転（CCMI）技術（これは、ゼロフォーシング(zero-forcing)技術としても呼ばれる）及び最小平均自乗エラー(minimum mean square error)（MMSE）技術を含む。他の空間的な受信機プロセッシング技術も、使用される可能性があり、本発明の範囲内である。

10

#### 【0111】

分散型MIMOチャネルに関して、チャネルにおける時間分散は、シンボル間干渉（ISI）を誘起する。性能を向上させるために、特定の送信されたデータストリームを再生しようと試みている受信機は、他の送信されたデータストリームからの干渉（すなわち、“クロストーク”）、同様に全てのデータストリームからのISIの両者を改善する必要がある。クロストーク及びISIの両者を克服するために、空間－時間受信機プロセッシング技術は、受信された信号を処理するために使用される可能性があり、検出されたシンボルストリームを与える。これらの空間－時間受信機プロセッシング技術は、MMSEリニアイコライザ（MMSE-LI）、判断フィードバックイコライザ（DFE）、最大の可能性があるシーケンス推定器(maximum-likelihood sequence estimator)（MLSE）、及びその他を含む。

20

#### 【0112】

CCMI、MMSE、MMSE-LI、及びDFE技術は、上記の米国特許出願番号第09/993,087、09/854,235、09/826,481、及び09/956,44に詳細に説明されている。

#### 【0113】

ここで説明されたデータレート決定及びデータ送信技術は、種々の手段によって実行される可能性がある。例えば、これらの技術は、ハードウェア、ソフトウェア、若しくはこれらの組み合わせで実行される可能性がある。ハードウェア実行に関して、送信機におけるデータレート決定するために使用された素子及び送信機／受信機におけるデータ送信は、1若しくはそれ以上のアプリケーションスペシフィック集積回路（ASICs）、デジタルシグナルプロセッサ（DSPs）、デジタルシグナルプロセッシングデバイス（DSPDs）、プログラマブルロジックデバイス（PLDs）、フィールドプログラマブルゲートアレイ（FPGAs）、プロセッサ、コントローラ、マイクロコントローラ、マイクロプロセッサ、ここに説明した機能を実行するために設計された他の電子ユニット、若しくはこれらの組み合わせの中で、実行される可能性がある。

30

40

#### 【0114】

ソフトウェア実行に関して、送信機／受信機におけるデータレート決定及びプロセッシングのある態様は、ここで説明された機能を実施するモジュール（例えば、手順、機能、及びその他）を使用して実行される可能性がある。ソフトウェアコードは、メモリユニット（例えば、図1のメモリ132）中に記憶される可能性があり、そしてプロセッサ（例えば、コントローラ130）によって実行される可能性がある。メモリユニットは、プロセッサの中で、若しくはプロセッサの外部で実行される可能性がある。この場合には、この分野で知られた種々の手段を介してプロセッサに通信的に接続されることができる。

#### 【0115】

見出しは、参考としてここに含まれ、そしてあるセクションが置かれている位置を見つ

50

けることを目的とする。これらの見出しは、そこで説明された概念の範囲を制限することを目的とするものではない、そして、これらの概念は、明細書全体を通して他のセクションに適用性を有する可能性がある。

#### 【0116】

開示された実施形態のこれまでの説明は、本技術分野に知識のあるいかなる者でも、本発明を作成する若しくは使用することを可能にするために提供される。これらの実施形態に対する種々の変形は、本技術分野に知識のある者に、容易に実現されるであろう。そして、ここで規定された一般的な原理は、発明の精神及び範囲から逸脱しないで、他の実施形態にも適用される可能性がある。それゆえ、本発明は、ここに示された実施形態に制限することを意図したものではなく、ここに開示された原理及び卓越した特性と整合する広い範囲に適用されるものである。

10

#### 【図面の簡単な説明】

#### 【0117】

【図1】図1は、MIMOシステムにおける送信機システム及び受信機システムの実施形態のブロック図である。

【図2】図2は、 $N_T$ の送信されたシンボルストリームを再生するために $N_R$ の受信されたシンボルストリームを処理する連続的な干渉削除受信機プロセッシング技術を示すフロー図である。

【図3】図3は、データレートの所定にセットをサポートするために必要な最小の受信されたSNRを決定するためのプロセスの実施形態のフロー図である。

20

【図4】図4は、パケットエラーレート（PER）対スペクトル効率が1, 4/3, 5/3及び2bps/Hzに関する{1, 4} MIMOシステムに対するSNRのプロットを示す。

【図5】図5は、送信機ユニットの実施形態のブロック図である。

【図6】図6は、連続的な干渉削除受信機プロセッシング技術を実行する能力がある受信機ユニットの実施形態のブロック図である。

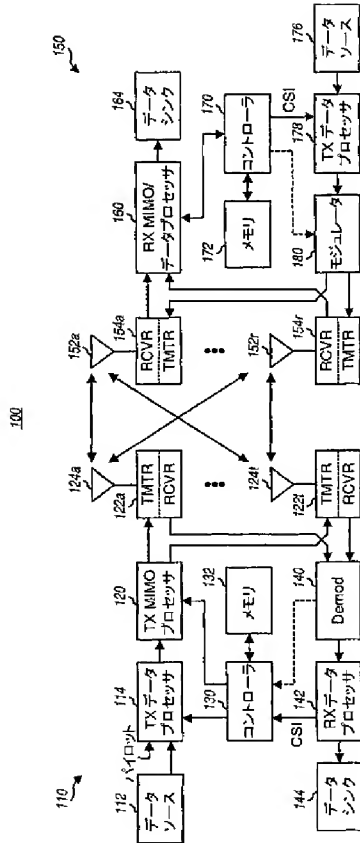
#### 【符号の説明】

#### 【0118】

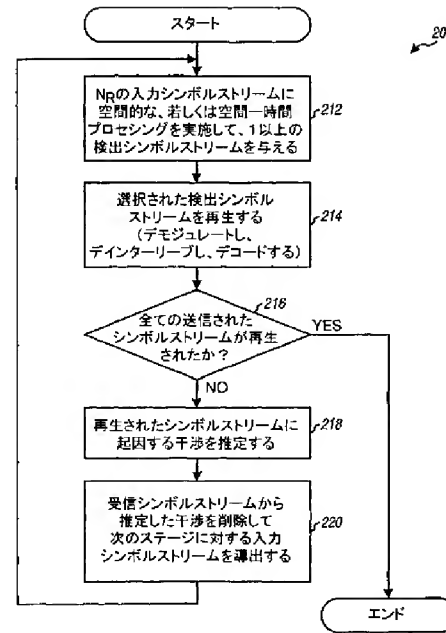
100…MIMOシステム, 110…送信機システム, 114a…TXデータプロセッサ, 124a～124t…アンテナ, 120a…TX MIMOプロセッサ, 150…受信機システム, 152a～152t…アンテナ, 160a…RX MIMO/データプロセッサ, 500…送信機ユニット, 610a～610n…受信機プロセッシングステージ。

30

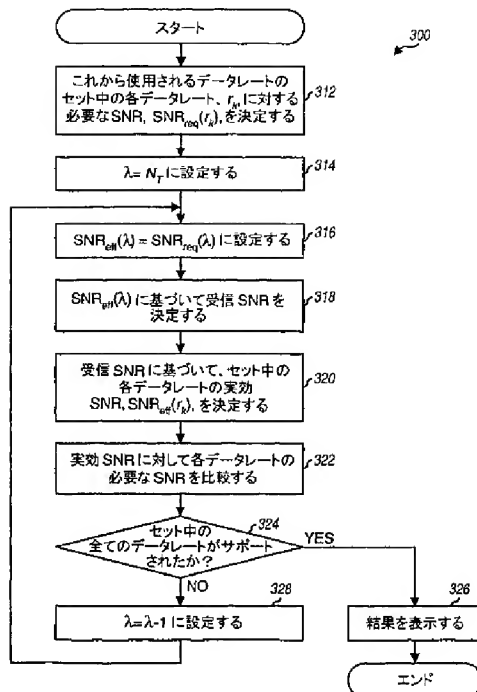
【図 1】



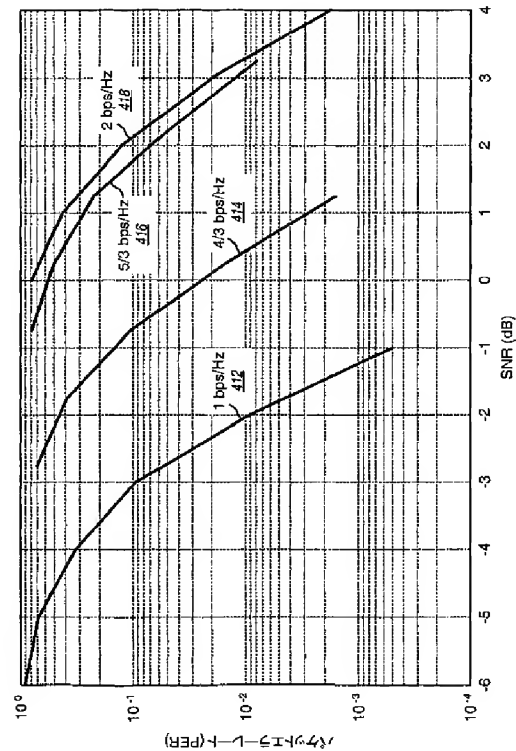
【図 2】



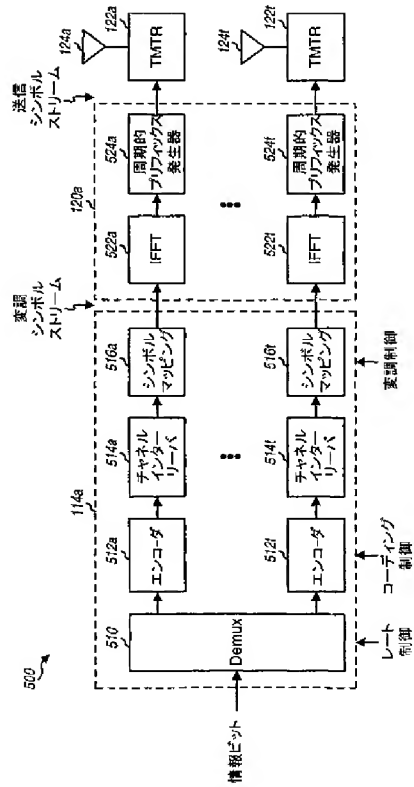
【図 3】



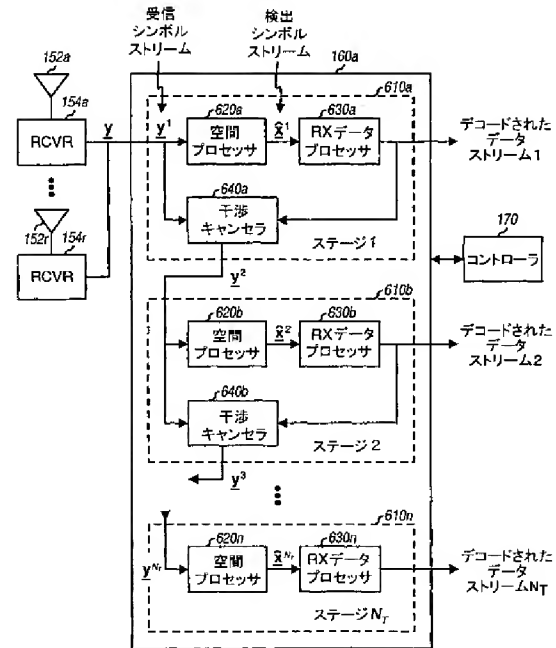
【図 4】



【図 5】



【図 6】



## 【国際調査報告】

## INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.  
PCT/US03/06326

## A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

IPC(7) :H04B 1/69; H04J 11/00

US CL :375/190; 370/208

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

## B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)

U.S. : 375/190, 220, 284, 285; 370/208, 286, 288, 278

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)

EAST

## C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
Y	US 6,154,484 A (LEE et al) 28 November 2000 see figs 1-5 and col.2, lines 5-15 and col.4, lines 60-67 and col.7, lines 35-50 and col.14, lines 11-20 and col.22, lines 55-57	1-31
Y	US 6,141,317 A (MARCHOK et al) 31 October 2000 see fig.2 and col.22, lines 44-67 and col.27, lines 1-67 and col.28, lines 1-67	1-31

☐ Further documents are listed in the continuation of Box C. ☐ See patent family annex.

* Special categories of cited documents:	"T"
"A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance	later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention
"E" earlier document published on or after the international filing date	"X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone
"L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)	"Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art
"O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means	"Z" document member of the same patent family
"P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed	

Date of the actual completion of the international search

17 APRIL 2003

Date of mailing of the international search report

12 MAY 2003

Name and mailing address of the ISA/US  
Commissioner of Patents and Trademarks  
Box PCT  
Washington, D.C. 20231

Facsimile No. (703) 805-8233

Authorized officer

BAYARD, EMMANUEL

Telephone No. (703) 805-8553

Form PCT/ISA/210 (second sheet) (July 1993)\*



## INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.  
PCT/US08/06826

**Box I Observations where certain claims were found unsearchable (Continuation of item 1 of first sheet)**

This international report has not been established in respect of certain claims under Article 17(2)(a) for the following reasons:

1. ☐ Claims Nos.:  
because they relate to subject matter not required to be searched by this Authority, namely:
  
2. ☐ Claims Nos.:  
because they relate to parts of the international application that do not comply with the prescribed requirements to such an extent that no meaningful international search can be carried out, specifically:
  
3. ☐ Claims Nos.:  
because they are dependent claims and are not drafted in accordance with the second and third sentences of Rule 6.4(a).

**Box II Observations where unity of invention is lacking (Continuation of item 2 of first sheet)**

This International Searching Authority found multiple inventions in this international application, as follows:

1. ☐ As all required additional search fees were timely paid by the applicant, this international search report covers all searchable claims.
2. ☐ As all searchable claims could be searched without effort justifying an additional fee, this Authority did not invite payment of any additional fee.
3. ☐ As only some of the required additional search fees were timely paid by the applicant, this international search report covers only those claims for which fees were paid, specifically claims Nos.:
  
4. ☐ No required additional search fees were timely paid by the applicant. Consequently, this international search report is restricted to the invention first mentioned in the claims; it is covered by claims Nos.:

Remark on Protest

- ☐ The additional search fees were accompanied by the applicant's protest.  
☐ No protest accompanied the payment of additional search fees.

---

フロントページの続き

(81)指定国 AP(GH,GM,KE,LS,MW,MZ,SD,SL,SZ,TZ,UG,ZM,ZW),EA(AM,AZ,BY,KG,KZ,MD,RU,TJ,TM),EP(AT,BE,BG,CH,CY,CZ,DE,DK,EE,ES,FI,FR,GB,GR,HU,IE,IT,LU,MC,NL,PT,SE,SI,SK,TR),OA(BF,BJ,CF,CG,CI,CM,GA,GN,GQ,GW,ML,MR,NE,SN,TD,TG),AE,AG,AL,AM,AT,AU,AZ,BA,BB,BG,BR,BY,BZ,CA,CH,CN,CO,CR,CU,CZ,DE,DK,DM,DZ,EC,EE,ES,FI,GB,GD,GE,GH,GM,HR,HU,ID,IL,IN,IS,JP,KE,KG,KP,KR,KZ,LC,LK,LR,LS,LT,LU,LV,MA,MD,MG,MK,MN,MW,MX,MZ,NO,NZ,OM,PH,PL,PT,RO,RU,SC,SD,SE,SG,SK,SL,TJ,TM,TN,TR,TT,TZ,UA,UG,UZ,VC,VN,YU,ZA,ZM,ZW

(74)代理人 100084618

弁理士 村松 貞男

(74)代理人 100092196

弁理士 橋本 良郎

(72)発明者 カドウス、タマー

アメリカ合衆国、カリフォルニア州 92122、サン・ディエゴ、ナンバー316、トスカナ・ウェイ 5385

Fターム(参考) 5K022 DD01 DD13 DD19 DD23 DD33 FF00

5K067 AA23 BB21 CC01 DD51 FF02 HH23 KK03

【要約の続き】

連付けられたレートセットは、データストリームに関する使用に対して選択される可能性がある。

**JP 2006504372**

**PUB DATE: 2006-02-02**

**APPLICANT: QUALCOMM Incorporated**

**HAS ATTACHED HERETO CORRESPONDING ENGLISH LANGUAGE EQUIVALENT:**

**WO 2004038986**

**PUB DATE: 2004-05-06**

**APPLICANT: QUALCOMM INC [US]**

# CLOSED-LOOP RATE CONTROL FOR A MULTI-CHANNEL COMMUNICATION SYSTEM

Page JP 2006504372 (A) - CLOSED-LOOP RATE CONTROL FOR A MULTI-CHANNEL  
bookmark COMMUNICATION SYSTEM

Publication date: 2006-02-02

Inventor(s):

Applicant(s): QUALCOMM Incorporated

- international: *H04B7/04; H04B7/06; H04B7/08; H04L1/00; H04L1/06; H04L1/08; H04L1/22; H04L12/28; H04L12/56; H04L25/02; H04L25/03; H04L27/26; H04L29/08; H04B7/005; H04L1/16; H04W16/28; H04W52/50*

Classification: H04B7/04M1; H04B7/06C2C; H04B7/06M; H04B7/08C4J2;  
- European: H04L1/00A8Q; H04L1/06T9; H04L1/20; H04L12/28W; H04L12/56B;  
H04L25/02C11A; H04L25/03B9; H04L27/26M; H04L27/26M1;  
H04L27/26M1R; H04L27/26M5

Application number: JP20050501709T 20031024

Priority number(s): US20020421309P 20021025; US20030448801 20030531; WO2003US34570 20031024

Abstract not available for JP 2006504372 (A)

Abstract of corresponding document: WO 2004038986 (A2)

Closed-loop rate control for data transmission on multiple parallel channels is provided. An inner loop estimates the channel conditions for a communication link and selects a suitable data rate for each of the multiple parallel channels based on the channel estimates. For each parallel channel, a received SNR is computed based on the channel estimates, an operating SNR is computed based on the received SNR and an SNR offset for the parallel channel, and the data rate is selected based on the operating SNR for the parallel channel and a set of required SNRs for a set of data rates supported by the system. An outer loop estimates the quality of data transmissions received on the multiple parallel channels and adjusts the operation of the inner loop. For example, the SNR offset for each parallel channel is adjusted based on the status of packets received on that parallel channel.



**【特許請求の範囲】****【請求項1】**

無線通信システムにおいて複数の並列チャネルでデータを送信するための方法であって、

前記複数の並列チャネルの各々のチャネル推定を得ることと、

前記並列チャネルの前記チャネル推定に基づいて前記複数の並列チャネルの各々の送信モードを選択することであって、前記複数の並列チャネルの各々の前記送信モードは前記並列チャネルのデータレートを示していることと、

前記複数の並列チャネルの各々の前記送信モードを送信エンティティに送ることであって、前記複数の並列チャネルの各々でのデータ送信は、前記並列チャネルに対して選択された前記送信モードに従って前記送信エンティティで処理されることと、  
を備える方法。

**【請求項2】**

前記送信エンティティから前記複数の並列チャネルでのデータ送信を受信することと、

前記複数の並列チャネルの各々について選択された前記送信モードに従って前記データ送信を処理して、前記並列チャネルで送信されたデータを回復することと、をさらに備える請求項1記載の方法。

**【請求項3】**

前記複数の並列チャネルの各々の前記チャネル推定は、前記並列チャネルの少なくとも1つのチャネル利得推定と雑音フロア推定とを含む請求項1記載の方法。

**【請求項4】**

前記選択ステップは、

前記並列チャネルの前記チャネル推定に基づいて前記複数の並列チャネルの各々の受信信号対雑音比 (SNR) を判断することを含んでおり、前記複数の並列チャネルの各々の前記送信モードは前記並列チャネルの前記受信SNRに基づいて選択される請求項1記載の方法。

**【請求項5】**

前記選択ステップはさらに、

前記複数の並列チャネルの各々のSNRオフセットを判断することを含み、前記複数の並列チャネルの各々の前記送信モードはさらに前記並列チャネルの前記SNRオフセットに基づいて選択される請求項4記載の方法。

**【請求項6】**

前記選択ステップはさらに、

前記複数の並列チャネルの各々の動作SNRを、前記並列チャネルの前記受信SNRおよび前記SNRオフセットに基づいて判断することを含み、前記複数の並列チャネルの各々の前記送信モードは前記並列チャネルの前記動作SNRに基づいて選択される請求項5記載の方法。

**【請求項7】**

前記複数の並列チャネルの各々の前記送信モードはさらに、前記システムによってサポートされている1セットの送信モードの1セットの必要SNRに基づいて選択される請求項6記載の方法。

**【請求項8】**

前記複数の並列チャネルの各々で受信された前記データ送信の品質を推定することをさらに含み、前記複数の並列チャネルの各々の前記送信モードはさらに、前記並列チャネルで受信された前記データ送信の推定品質に基づいて選択される請求項1記載の方法。

**【請求項9】**

前記並列チャネルで受信されたデータパケットのステータスに基づいて前記複数の並列チャネルの各々の前記SNRオフセットを調整することをさらに備える請求項5記載の方法。

**【請求項10】**

前記並列チャネルに対して維持されている少なくとも1つのデコードメトリクスに基づいて前記複数の並列チャネルの各々の前記SNRオフセットを調整することをさらに備える請求項5記載の方法。

**【請求項11】**

前記複数の並列チャネルの各々のパケットエラーを検出することと、

前記並列チャネルの前記パケットエラーに基づいて前記複数の並列チャネルの各々の前記送信モードを調整することと、をさらに備える請求項1記載の方法。

**【請求項12】**

前記並列チャネルの前記受信SNRおよび必要SNRに基づいて前記複数の並列チャネルの各々のSNRマージンを判断することと、

前記複数の並列チャネルのSNRマージンに基づいて前記複数の並列チャネルの各々の前記送信モードを調整することと、をさらに備える請求項4記載の方法。

**【請求項13】**

前記複数の並列チャネルに全送信電力を分配することを備えており、前記複数の並列チャネルの各々の前記動作SNRはさらに前記並列チャネルに分配されている送信電力に基づいて判断される請求項6記載の方法。

**【請求項14】**

前記全送信電力は前記複数の並列チャネルに均一に分配される請求項13記載の方法。

**【請求項15】**

前記全送信電力は注水手順を使用して前記複数の並列チャネルに分配される請求項13記載の方法。

**【請求項16】**

前記並列チャネルの前記動作SNRと、前記並列チャネルに対して選択された前記送信モードの必要SNRと、前記並列チャネルに分配された前記送信電力とに基づいて前記複数の並列チャネルの各々の過剰電力を判断することと、

前記複数の並列チャネルの各々の前記過剰電力を累積して、前記複数の並列チャネルの全過剰電力を得ることと、

前記全過剰電力を前記複数の並列チャネルのうちの少なくとも1つに再分配することと、を備える請求項13記載の方法。

**【請求項17】**

前記全過剰電力は前記複数の並列チャネルのうちの不飽和並列チャネルに均一に再分配され、前記不飽和並列チャネルは、ゼロより大きくかつ最大データレート未満のデータレートを有している請求項16記載の方法。

**【請求項18】**

前記全過剰電力によってデータレートの最高増加を達成することができる前記全過剰電力は、前記複数の並列チャネルから選択された1つの並列チャネルに再分配される請求項16記載の方法。

**【請求項19】**

前記複数の並列チャネルの各々は複数のサブバンドを含む方法であって、前記方法はさらに、

前記複数の並列チャネルの各々の前記送信電力を前記並列チャネルの前記複数のサブバンドに分配し、前記複数のサブバンドの類似の受信SNRを達成することを備える請求項13記載の方法。

**【請求項20】**

前記複数の並列チャネルの各々は複数のサブバンドを含む方法であって、前記方法はさらに、

前記複数の並列チャネルの各々の前記送信電力を前記並列チャネルの前記複数のサブバンドに均一に分配することを備える請求項13記載の方法。

**【請求項21】**

前記無線通信システムは直交周波数分割多重 (OFDM) 通信システムであり、前記複数の並列チャネルはサブバンドの複数のディスジョイントセットによって形成されている請求項 1 記載の方法。

【請求項22】

前記無線通信システムは周波数分割多重 (FDM) 通信システムであり、前記複数の並列チャネルは複数の周波数サブバンドによって形成されている請求項 1 記載の方法。

【請求項23】

前記無線通信システムは時分割多重 (TDM) 通信システムであり、前記複数の並列チャネルは複数のタイムスロットによって形成されている請求項 1 記載の方法。

【請求項24】

前記無線通信システムは多入力多出力 (MIMO) 通信システムであり、前記複数の並列チャネルは複数の空間チャネルによって形成されている請求項 1 記載の方法。

【請求項25】

前記無線通信システムは、直交周波数分割多重 (OFDM) を有する多入力多出力 (MIMO) 通信システムである請求項 1 記載の方法。

【請求項26】

前記複数の並列チャネルは複数の広帯域空間チャネルによって形成されており、前記複数の並列チャネルの各々は複数のサブバンドを含んでいる請求項 2 5 記載の方法。

【請求項27】

前記複数の並列チャネルの各々の前記チャネル推定は、前記送信エンティティによって複数のアンテナの各々から送信されたパイロットに基づいて得られる請求項 2 5 記載の方法。

【請求項28】

前記複数の並列チャネルの各々の前記チャネル推定は、前記送信エンティティによって複数のアンテナから送信されたステアード基準に基づいて得られる請求項 2 5 記載の方法。

【請求項29】

複数の並列チャネルの各々のチャネル推定を得るための手段と、

前記並列チャネルの前記チャネル推定に基づいて、前記並列チャネルのデータレートを示す前記複数の並列チャネルの各々の送信モードを選択するための手段と、

前記複数の並列チャネルの各々の前記送信モードを送信エンティティに送るための手段であって、前記複数の並列チャネルの各々のデータ送信は、前記並列チャネルに対して選択された前記送信モードに従って前記送信エンティティで処理される手段と、を備える無線通信システムにおける装置。

【請求項30】

前記送信エンティティから前記複数の並列チャネルでデータ送信を受信するための手段と、

前記複数の並列チャネルの各々に対して選択された前記送信モードに従って前記受信データ送信を処理し、前記並列チャネルで送られたデータを回復するための手段と、をさらに備える請求項 2 9 記載の装置。

【請求項31】

前記選択手段はさらに、

前記並列チャネルの前記チャネル推定に基づいて前記複数の並列チャネルの各々の受信信号対雑音比 (SNR) を判断するための手段を含み、前記複数の並列チャネルの各々の前記送信モードは前記並列チャネルの前記受信 SNR に基づいて選択される請求項 2 9 記載の装置。

【請求項32】

前記複数の並列チャネルの各々で受信された前記データ送信の品質を推定するための手段をさらに備えており、前記複数の並列チャネルの各々の前記送信モードはさらに、前記並列チャネルで受信された前記データ送信の推定品質に基づいて選択される請求項 2 9 記載の装置。



載の装置。

【請求項33】

複数の並列チャネルの各々のチャネル推定を得るように動作するチャネル推定器と、

前記並列チャネルの前記チャネル推定に基づいて前記複数の並列チャネルの各々の送信モードを選択するように動作するコントローラとを備えており、前記複数の並列チャネルの各々の前記送信モードは前記並列チャネルのデータレートを示しており、また前記複数の並列チャネルの各々のデータ送信は前記並列チャネルに対して選択された前記送信モードに従って送信エンティティにおいて処理される無線通信システムにおける装置。

【請求項34】

前記複数の並列チャネルのデータ送信を受信し、前記複数の並列チャネルの各々に対して選択された前記送信モードに従って前記受信データ送信を処理して前記並列チャネルで送られたデータを回復するように動作する受信 (RX) データプロセッサをさらに備える請求項33記載の装置。

【請求項35】

前記コントローラは、前記並列チャネルの前記チャネル推定に基づいて前記複数の並列チャネルの各々の受信信号対雑音比 (SNR) を判断し、前記並列チャネルの前記受信 SNR に基づいて並列チャネルごとに前記送信モードを選択するように動作する請求項33記載の装置。

【請求項36】

前記コントローラは、前記複数の並列チャネルの各々で受信された前記データ送信の品質の推定を得て、前記並列チャネルで受信された前記データ送信の推定品質に基づいて並列チャネルごとに前記送信モードを調整するように動作する請求項33記載の装置。

【請求項37】

無線通信システムにおいて複数の並列チャネルでデータを送信するための方法であって、

受信エンティティからフィードバック情報を受信することであって、前記フィードバック情報は前記複数の並列チャネルの品質を示していることと、

前記フィードバック情報に基づいて前記複数の並列チャネルの各々の送信モードを判断することであって、前記複数の並列チャネルの各々の前記送信モードは前記並列チャネルのデータレートを示していることと、

前記並列チャネルの前記送信モードに従って前記複数の並列チャネルの各々のデータを処理することと、

前記複数の並列チャネルの各々の前記処理済みデータを前記並列チャネルで前記受信エンティティに送信することと、を備える方法。

【請求項38】

前記複数の並列チャネルの各々の前記送信モードは前記並列チャネルに対して得られたチャネル推定に基づいて前記受信エンティティによって選択され、また前記フィードバック情報は前記複数の並列チャネルに対して前記受信エンティティによって選択された複数の送信モードを含む請求項37記載の方法。

【請求項39】

前記複数の並列チャネルの各々のチャネル利得推定を得ることをさらに備えており、前記複数の並列チャネルの各々の前記送信モードは、前記並列チャネルの前記チャネル利得推定と、前記受信エンティティからの前記フィードバック情報に含まれている前記並列チャネルの雑音フロア推定とに基づいて判断される請求項37記載の方法。

【請求項40】

前記複数の並列チャネルの各々の前記チャネル利得推定は前記受信エンティティから受信されたステアード基準に基づいて得られる請求項39記載の方法。

【請求項41】

前記複数の並列チャネルのうちの第1の並列チャネルの前記送信モードの調整を受信することと、

前記第1の並列チャネルの前記送信モードの前記調整に従って前記第1の並列チャネルのデータを処理することと、をさらに備える請求項37記載の方法。

【請求項42】

前記第1の並列チャネルの前記送信モードの前記調整は前記第1の並列チャネルに対して検出されたバケットエラーに基づいて判断される請求項41記載の方法。

【請求項43】

前記第1の並列チャネルの前記送信モードの前記調整は前記第1の並列チャネルの受信信号対雑音比 (SNR) および必要SNRに基づいて判断される請求項41記載の方法。

【請求項44】

前記複数の並列チャネルの各々について、前記並列チャネルの複数のサブバンドの複数の送信ウェイトを計算することと、前記複数の送信ウェイトは前記並列チャネルの前記複数のサブバンドの類似の受信信号対雑音比 (SNR) を達成することと、

前記複数の並列チャネルの各々の前記処理済みデータを前記並列チャネルの前記複数の送信ウェイトによってスケーリングすることと、をさらに備えており、前記複数の並列チャネルの各々の前記スケーリング済みかつ処理済みデータは前記並列チャネルで送信される請求項37記載の方法。

【請求項45】

複数の並列チャネルの品質を示している受信エンティティからのフィードバック情報を受信するための手段と、

前記フィードバック情報に基づいて、前記並列チャネルのデータレートを示している複数の並列チャネルの各々の送信モードを判断するための手段と、

前記並列チャネルの前記送信モードに従って前記複数の並列チャネルの各々のデータを処理するための手段と、

前記複数の並列チャネルの各々の前記処理済みデータを前記並列チャネルで送信するための手段と、を備える無線通信システムにおける装置。

【請求項46】

前記複数の並列チャネルの各々のチャネル利得推定を得るための手段をさらに備えており、前記複数の並列チャネルの各々の前記送信モードは前記並列チャネルの前記チャネル利得推定と、前記受信エンティティからの前記フィードバック情報に含まれている前記並列チャネルの雑音フロア推定とに基づいて判断される請求項45記載の装置。

【請求項47】

前記複数の並列チャネルのうちの第1の並列チャネルの前記送信モードの調整を受信するための手段と、

前記第1の並列チャネルの前記送信モードの前記調整に従って前記第1の並列チャネルのデータを処理するための手段と、をさらに備える請求項45記載の装置。

【請求項48】

受信エンティティから受信され、複数の並列チャネルの品質を示しているフィードバック情報に基づいて、前記並列チャネルのデータレートを示している複数の並列チャネルの各々の送信モードを判断するように動作するコントローラと、

前記並列チャネルの前記送信モードに従って前記複数の並列チャネルの各々のデータを処理するように動作する送信 (TX) データプロセッサと、

前記複数の並列チャネルの各々の前記処理済みデータを前記並列チャネルで送信するように動作する少なくとも1つの送信機ユニットと、を備える無線通信システムにおける装置。

【請求項49】

前記コントローラは、前記複数の並列チャネルの各々のチャネル利得推定を得、前記並列チャネルの前記チャネル利得推定と、前記受信エンティティからの前記フィードバック情報に含まれている前記並列チャネルの雑音フロア推定とに基づいて前記複数の並列チャネルの各々の前記送信モードを判断するように動作する請求項48記載の装置。

【請求項50】

前記コントローラは前記複数の並列チャネルのうちの第1の並列チャネルの前記送信モードの調整を得るように動作し、また前記TXデータプロセッサは前記第1の並列チャネルの前記送信モードの前記調整に従って前記第1の並列チャネルのデータを処理するように動作する請求項4記載の装置。

【請求項51】

無線通信システムにおいて複数の並列チャネルでデータを送信するための方法であって、

前記複数の並列チャネルの各々のチャネル推定を得ることと、

前記並列チャネルの前記チャネル推定に基づいて前記複数の並列チャネルの各々の受信信号対雑音比 (SNR) を計算することと、

前記並列チャネルの前記受信SNRおよびSNRオフセットに基づいて前記複数の並列チャネルの各々の動作SNRを計算することと、

前記並列チャネルの前記動作SNRと、前記システムによってサポートされている1セットの送信モードの1セットの必要SNRとに基づいて前記複数の並列チャネルの各々の送信モードを選択することであり、前記複数の並列チャネルの各々の前記送信モードは前記並列チャネルのデータレートを示していることと、

前記並列チャネルに対して選択された前記送信モードに従って前記複数の並列チャネルの各々のデータを処理することと、を備える方法。

【請求項52】

前記複数の並列チャネルの各々で受信されたデータ送信の品質を推定することと、

前記並列チャネルで受信された前記データ送信の推定品質に基づいて前記複数の並列チャネルの各々の前記SNRオフセットを調整することと、をさらに備える請求項51記載の方法。

【請求項53】

前記複数の並列チャネルの各々で受信された前記データ送信の品質は前記並列チャネルで受信されたパケットのステータスに基づいて推定される請求項52記載の方法。

【請求項54】

前記並列チャネルで受信された前記データ送信の推定品質に基づいて前記複数の並列チャネルの各々の前記送信モードを調整することをさらに備える請求項52記載の方法。

【請求項55】

複数の並列チャネルの各々のチャネル推定を得るための手段と、

前記並列チャネルの前記チャネル推定に基づいて前記複数の並列チャネルの各々の受信信号対雑音比 (SNR) を計算するための手段と、

前記並列チャネルの前記受信SNRとSNRオフセットとに基づいて前記複数の並列チャネルの各々の動作SNRを計算するための手段と、

前記並列チャネルの前記動作SNRと、前記システムによってサポートされている1セットの送信モードの1セットの必要SNRとに基づいて前記複数の並列チャネルの各々の送信モードを選択するための手段であって、前記複数の並列チャネルの各々の前記送信モードは前記並列チャネルのデータレートを示しており、

前記並列チャネルに対して選択された前記送信モードに従って前記複数の並列チャネルの各々のデータを処理するための手段と、を備える無線通信システムにおける装置。

【請求項56】

前記複数の並列チャネルの各々で受信されたデータ送信の品質を推定するための手段と、

前記並列チャネルで受信された前記データ送信の推定品質に基づいて前記複数の並列チャネルの各々の前記SNRオフセットを調整するための手段と、をさらに備える請求項55記載の装置。

【請求項57】

前記並列チャネルで受信された前記データ送信の推定品質に基づいて前記複数の並列チャネルの各々の前記送信モードを調整するための手段をさらに備える請求項56記載の装

置。

【請求項58】

複数の並列チャネルの各々にチャネル利得推定を提供するように動作するチャネル推定器と、

前記並列チャネルの前記チャネル推定に基づいて前記複数の並列チャネルの各々の受信信号対雑音比 (SNR) を計算し、前記並列チャネルの前記受信SNRとSNRオフセットとに基づいて前記複数の並列チャネルの各々の動作SNRを計算し、前記並列チャネルの前記動作SNRと、前記システムによってサポートされている1セットの送信モードの1セットの必要SNRとに基づいて前記複数の並列チャネルの各々の送信モードを選択するように動作する選択器であって、前記複数の並列チャネルの各々の前記送信モードは前記並列チャネルのデータレートを示しており、

前記並列チャネルに対して選択された前記送信モードに従って前記複数の並列チャネルの各々のデータを処理するように動作するデータプロセッサと、を備える無線通信システムにおける装置。

【請求項59】

前記選択器は、前記複数の並列チャネルの各々で受信されたデータ送信の品質の推定を受信し、前記並列チャネルで受信された前記データ送信の推定品質に基づいて前記複数の並列チャネルの各々の前記SNRオフセットを調整するように動作する請求項58記載の装置。

【請求項60】

前記選択器はさらに、前記並列チャネルで受信された前記データ送信の推定品質に基づいて前記複数の並列チャネルの各々の前記送信モードを調整するように動作する請求項59記載の方法。

【請求項61】

無線通信システムにおいて複数の並列チャネルの各々のチャネル利得推定を得り、

前記並列チャネルの前記チャネル推定に基づいて前記複数の並列チャネルの各々の受信信号対雑音比 (SNR) を計算し、

前記並列チャネルの前記受信SNRとSNRオフセットとに基づいて前記複数の並列チャネルの各々の動作SNRを計算し、

前記並列チャネルの前記動作SNRと、前記システムによってサポートされている1セットの送信モードの1セットの必要SNRとに基づいて前記複数の並列チャネルの各々の送信モードを選択し、前記複数の並列チャネルの各々の前記送信モードは前記並列チャネルのデータレートを示しており、またデータは、前記並列チャネルに対して選択された前記送信モードに従って前記複数の並列チャネルの各々で送信されるように動作可能な、命令を記憶するためのプロセッサ読取り可能媒体。

【請求項62】

前記並列チャネルで受信された前記データ送信の品質の推定に基づいて前記複数の並列チャネルの各々の前記SNRオフセットを調整するように動作可能な命令をさらに記憶するための、請求項61記載のプロセッサ読取り可能媒体。

【請求項63】

前記並列チャネルで受信された前記データ送信の推定品質に基づいて前記複数の並列チャネルの各々の前記送信モードを調整するように動作可能な命令をさらに記憶するための、請求項62記載のプロセッサ読取り可能媒体。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は一般的にデータ通信に関し、より具体的には、マルチチャネル通信システムにおける複数の並列チャネルでのデータ送信のためのレートコントロールを実行するための技術に関する。

【背景技術】

【0002】

マルチチャネル通信システムはデータ送信用に複数の「並列チャネル」を利用している。これらの並列チャネルは、時間ドメイン、周波数ドメイン、空間ドメイン、またはこれらの組み合わせで形成可能である。例えば、複数の並列チャネルは、時分割多重 (TDM) 通信システムにおける異なるタイムスロットによって、周波数分割多重 (FDM) 通信システムにおける異なる周波数サブバンドによって、直交周波数分割多重 (OFDM) 通信システムにおける異なるディスジョイントセットのサブバンドによって、あるいは多入力多出力 (MIMO) 通信システムにおける異なる空間チャネルによって形成可能である。TDM、FDM、OFDMおよびMIMOシステムを以下により詳細に説明する。

【0003】

複数の並列チャネルは様々なチャネル条件（例えば、異なるフェージング、マルチパスおよび干渉効果）を受け入れ、また異なる信号対雑音比 (SNR) を達成することができる。並列チャネルのSNRはその送信能力を判断し、これは一般的に、並列チャネルで確実に送信可能な特定のデータレートによって定量化される。SNRが並列チャネルごとに変化すると、サポートされているデータレートもまたチャネルごとに変化する。さらに、チャネル条件は一般的に経時的に変化するため、複数の並列チャネルによってサポートされているデータレートもまた経時的に変化する。

【0004】

レートコントロールは、連続的に変化しつつあるチャネル条件を受け入れるマルチチャネル通信システムにおける主要な挑戦である。レートコントロールは、チャネル条件に基づいて複数の並列チャネルの各々のデータレートをコントロールすることを意味している。レートコントロールの目的は、特定の packets エラーレート (PER) や他の基準によって定量化可能な一定の品質目的を満たしつつ、複数の並列チャネルでの総合スループットを最大化することである。

【0005】

従って、様々なSNRを有する複数の並列チャネルのレートコントロールを効果的に実行するための技術分野における必要性がある。

【発明の開示】

【0006】

[発明の概要]

複数の並列チャネルでのデータ送信のための閉ループレートコントロールを実行するための技術を以下に説明する。閉ループレートコントロールは1つ以上のループによって実行可能である。内部ループは通信リンクごとにチャネル条件を推定し、複数の並列チャネルの各々について適切なデータレートを選択する（例えば高い総合スループットを達成する）。（任意の）外部ループは、複数の並列チャネルで受信されるデータ送信の品質を推定し、内部ループの動作を調整する。

【0007】

内部ループについて、チャネル推定が、（例えば受信パイロットシンボルに基づいて）複数の並列チャネルについて最初に得られる。チャネル推定は、各並列チャネルの複数のサブバンドに対するチャネル利得推定および受信機における雑音フロアの推定などを含んでいてもよい。そして適切な「通信モード」が、（1）並列チャネルに割り当てられた送信電力、（2）並列チャネルのチャネル推定、（3）並列チャネルに対して外部ループによって提供されたSNRオフセット、および（4）外部ループによって提供された他の情報に基づいて並列チャネルごとに選択される。とりわけ送信モードは並列チャネルに使用する特定のデータレートを示している。SNRオフセットは並列チャネルに使用するバックオフ量を示しており、並列チャネルの送信モードの選択に影響する。外部ループからの他の情報によって、例えば過剰な packets エラーが並列チャネルについて受信された場合、並列チャネルに対して通常選択されるよりも低いデータレートを有する送信モードを内部ループが選択してもよい。送信機および受信機は、並列チャネルごとのデータを、該並列チャネルに対して選択された送信モードに従って処理する。

【0008】

外部ループについて、受信機は複数の並列チャネルを介して受信されたデータ送信の品質を推定する。例えば、受信機は、(後述するのと同程度の)各受信データパケットのステータスを判断し、データストリームごとにデコードメトリクスを取得し、並列チャネルごとに受信SNRを推定する、などが可能である。そして外部ループは、並列チャネルごとに、該並列チャネルの推定受信品質に基づいて内部ループの動作を調整する。例えば、外部ループは、並列チャネルごとにSNRオフセットを調整して、該並列チャネルの目標パケットエラーレート(PER)を達成することが可能である。過剰なパケットエラーが該並列チャネルに対して検出された場合、外部ループによってまた、並列チャネルに対してより低いデータレートを有する送信モードを内部ループが選択してもよい。

【0009】

本発明の種々の態様および実施形態はまた以下により詳細に説明されている。

【0010】

本発明の特徴、性質および利点は図面と関連してなされる後述の詳細な説明によってより明らかになり、同一の参照番号を図面に一貫して使用する。

【発明を実施するための最良の形態】

【0011】

用語「例示的」は、「例、場合または図示である」ことを意味するためにここでは使用する。「例示的」なものとしてここで説明されている実施形態や設計は必ずしも、他の実施形態や設計に好ましく、または好都合なものとして構成されているわけではない。

【0012】

ここで使用されているように、「レートコントロール」はチャネル条件に基づいて複数の並列チャネルの各々のデータレートをコントロールすることを意味している。並列チャネルごとのデータレートは、該並列チャネルで使用するために選択された送信モードによって判断される。従ってレートコントロールは複数の並列チャネルに使用されている送信モードをコントロールすることによって達成可能である。

【0013】

図1は、 $N_c$  個(ここで $N_c < 1$ である)の並列チャネルに対する閉ループレートコントロールを有するマルチチャネル通信システム100における送信機110と受信機150のブロック図を示している。 $N_c$  個の並列チャネルは後述のように種々の方法で形成可能である。ダウンリンク送信について、送信機110はアクセスポイントであり、受信機150はユーザ端末であり、第1の通信リンク148はダウンリンク(すなわち順リンク)であり、第2の通信リンク152はアップリンク(すなわち逆リンク)である。アップリンク送信については、送信機110はユーザ端末であり、受信機150はアクセスポイントであり、第1および第2の通信リンクはそれぞれアップリンクおよびダウンリンクである。

【0014】

送信機110において、送信(TX)データプロセッサ120は $N_c$  個のデータストリームを受信する( $N_c$  個の並列チャネルの各々につき1個のストリーム)。各並列チャネルは、該並列チャネルに使用する1セットの送信パラメータを示す特定の送信モードと関連している。送信モードは、データ送信に使用する特定のデータレート、特定の符号化スキームまたはコードレート、特定のインタリーブ化スキーム、および特定の変調スキームなどを示していてもよい(またはこれらと関連していてもよい)。送信モードの例示的セットは以下表2に示されている。各並列チャネルについて、データレートはデータレートコントロールによって示され、符号化スキームは符号化コントロールによって示され、変調スキームは変調コントロールによって示されている。これらのコントロールはコントローラ130によって提供され、また、受信機150から得られたフィードバック情報、場合によっては送信機110によって得られた他の情報(例えばチャネル推定)を使用して並列チャネルごとに選択された送信モードに基づいて生成される。

【0015】

TXデータプロセッサ120は、その並列チャネルに対して選択された送信モードに従

って各データストリームを符号化、インタリーブ化および変調し、変調シンボルの対応するストリームを提供する。TXデータプロセッサ120は $N_c$ 個のデータストリームに $N_c$ 個の変調シンボルストリームを提供する。そして送信機ユニット(TMTX)122は、システムによって特定化されている方法で $N_c$ 個の変調シンボルストリームを処理する。例えば、送信機ユニット122はOFDMシステムに対するOFDM処理、MIMOシステムに対する空間処理、または(OFDMを利用するMIMOシステムである)MIMO-OFDMシステムに対する空間およびOFDM処理の両方を実行可能である。パイロットはまた、チャネル推定、捕捉、周波数および時間同期、コヒーレント変調などの多数の機能を実行する際にアシスト受信機150に送信される。送信機ユニット122は並列チャネルごとにパイロットシンボルを変調シンボルで多重化し、多重化シンボルを処理し、データ送信に使用されるアンテナごとに変調信号を提供する。次いで各変調信号は第1の通信リンク148を介して受信機150に送信される。第1の通信リンク148は各変調信号を特定のチャネル応答によって歪め、さらに変調信号を、(1)分散 $N_0$ を有する加法的白色ガウス雑音(AWGN)および(2)場合によっては他の送信機からの干渉によって劣化させる。

**【0016】**

受信機150において、(複数の)送信信号は1つ以上の受信アンテナによって受信され、各アンテナからの受信信号は受信機ユニット(RCVR)160に提供される。受信機ユニット160は各受信信号を調整およびデジタル化し、対応するサンプルストリームを提供する。受信機ユニット160はさらに、送信機ユニット122によって実行されたのと相補的な方法でサンプルを処理し、「回復」シンボルの $N_c$ 個のストリームを提供し、これらは送信機110によって送られた変調シンボルの $N_c$ 個のストリームの推定である。

**【0017】**

次いで受信機(RX)データプロセッサ162は、 $N_c$ 個の回復シンボルストリームを、 $N_c$ 個の並列チャネルに対して選択された $N_c$ 個の送信モードに従って処理し、 $N_c$ 個の復号化データストリームを取得するが、これらは送信機110によって送られた $N_c$ 個のデータストリームの推定である。RXデータプロセッサ162による処理は変調、デインタリーブ化および復号化を含んでいてもよい。RXデータプロセッサ162はさらに、復号化データストリームごとに各受信データパケットのステータスおよび/またはデコードメトリクスを提供可能である。

**【0018】**

受信機ユニット160はまた $N_c$ 個の並列チャネルに対する受信パイロットシンボルをチャネル推定器164に提供する。チャネル推定器164はこれらの受信パイロットシンボルを処理し、 $N_c$ 個の並列チャネルのチャネル推定を得る。チャネル推定は、例えばチャネル利得推定および雑音分散 $N_0$ 推定などを含んでいてもよい。受信機150で観察される雑音フロアである雑音分散 $N_0$ は、チャネル雑音、受信機回路雑音、および他の送信エンティティからの干渉(すなわちクロストーク)などを含んでいる。

**【0019】**

送信モード(TM)選択器166は、チャネル推定器164からのチャネル推定と、場合によってはRXデータプロセッサ162からのパケットステータスおよび/またはデコードメトリクスとを受信する。送信モード選択器166は、該並列チャネルのチャネル推定およびSNRオフセットに基づいて $N_c$ 個の並列チャネルの各々の動作SNRを計算する。次いで送信モード選択器166は、並列チャネルの動作SNRと外部ループ情報とに基づいて並列チャネルごとに適切な送信モードを選択する。送信モード選択について以下詳細に説明する。

**【0020】**

コントローラ170は、 $N_c$ 個の選択送信モードTM1からTM $N_c$ を送信モード選択器166から、パケットステータスをRXデータプロセッサ162(図示せず)から受信する。次いでコントローラ170はフィードバック情報を送信機110にアセンブリング

する。フィードバック情報は、 $N_c$  個の並列チャネルに対する  $N_c$  個の選択送信モード、受信データパケットに対する肯定確認応答 (ACK) および／または否定確認応答 (NAK)、パイロット、および／または他の情報を含んでもよい。次いでフィードバック情報は第2の通信リンク 152 を介して送信機 110 に送られる。送信機 110 はフィードバック情報を使用して、受信機 150 に送られた  $N_c$  個のデータストリームの処理を調整する。例えば、送信機 110 は、 $N_c$  個の並列チャネルで受信機 150 に送られた  $N_c$  個のデータストリームの各々についてのデータレート、符号化スキーム、変調スキーム、またはこれらの組み合わせについて調整可能である。フィードバック情報を使用して、データを第1の通信リンク 148 によってサポートされている既知の設定で送信可能にすることによって、システムの効率を増大させる。

【0021】

図1に示されている実施形態において、チャネル推定および送信モード選択は受信機 150 によって実行されており、 $N_c$  個の並列チャネルに対して選択された  $N_c$  個の送信モードは送信機 110 に送り返される。他の実施形態において、チャネル推定および送信モード選択は、(1) 受信機 150 から得られたフィードバック情報および／または送信機 110 によって得られた他の情報に基づいて送信機 110 によって、あるいは(2) 送信機 110 と受信機 150 の双方によって実行されてもよい。

【0022】

図2は、外部ループ 220 と関連して動作する内部ループ 210 を含んでいる閉ループレートコントロール機構 200 の実施形態のブロック図を示している。簡潔にするために、ただ1つの並列チャネル  $x$  の内部ループ 210 および外部ループ 220 の動作を図2に示している。一般的に、 $N_c$  個の並列チャネルの各々について同じ処理が別個に実行可能である。

【0023】

内部ループ 210 について、チャネル推定器 164  $x$  は並列チャネル  $x$  のチャネル条件を推定し、チャネル推定 (例えば、チャネル利得推定および雑音フロア推定) を提供する。送信モード選択器 166  $x$  内の選択器 174 は、(1) チャネル推定器 164  $x$  からのチャネル推定と、(2) 品質推定器 172 からの並列チャネル  $x$  の SNR オフセットおよび／または送信モード調整とに基づいて、並列チャネル  $x$  の受信された SNR を計算する。明確にするために、受信 SNR は、チャネル推定器 164  $x$  によって選択器 174 に提供されるものとして図2に象徴的に示されている。そして選択器 174 は、後述するように、受信情報に基づいて並列チャネル  $x$  の送信モードを選択する。並列チャネル  $x$  の選択送信モードは、コントローラ 170 によって送信機に送られたフィードバック情報に含まれている。送信機において、コントローラ 130 は並列チャネル  $x$  の選択送信モードを受信し、並列チャネル  $x$  のデータレート、符号化および変調コントロールを判断する。次いでデータは TX データプロセッサ 120  $x$  によってこれらのコントロールに従って処理され、さらにパイロットシンボルによって多重化され、かつ送信機ユニット 122  $x$  によって調整され、受信機に送信される。チャネル推定および送信モード選択は、必要な場合のみ (例えば、データ送信前およびデータ送信中)、あるいは常時、通信リンクの変化が検出されるたびに、予定の時刻に定期的に実行可能である。

【0024】

外部ループ 220 は並列チャネル  $x$  で受信されたデータ送信の品質を推定し、並列チャネル  $x$  の内部ループ 210 の動作を調整する。並列チャネル  $x$  の受信データシンボルは RX データプロセッサ 162  $x$  によって処理され、並列チャネル  $x$  の各受信パケットのステータスおよび／またはデコードメトリクスは品質推定器 172 に提供される。デコードメトリクスは、再符号化シンボルエラーレート (SER)、再符号化電力メトリクス、(畳込みデコードに対する) 修正 Yamamoto メトリクス、および (ターボデコードに対する) 復号化パケットのビットの最小または平均対数ゆう度比 (average log-likelihood ratio) (LLR) などを含んでもよい。再符号化 SER は、受信機ユニット 160 からの受信シンボルと、RX データプロセッサ 162 からの復号化データを処理する (例え



ば、再符号化および再変調など）ことによって得られた再符号化シンボルとの間のエラーレートである。修正Yamamotoメトリクスは復号化データの信頼性を示しており、畳込み復号化のトレリス(trellis)を介する選択（最良）パスと、トレリスを介する次の最も近いパスとの差異に基づいて得られる。最小または平均LLRはまた、復号化データの信頼性を示すために使用されてもよい。並列チャンネルxで受信されたデータ送信の品質を示すこれらのデコーダメトリクスは当業界において既知である。

【0025】

外部ループ220は、内部ループ210の動作をコントロールするために使用される様々なタイプの情報を提供することができる。例えば、外部ループ220は並列チャンネルごとにSNRオフセットを提供可能である。SNRオフセットは、後述のように、並列チャンネルの動作SNRの計算に使用される。そして動作SNRはルックアップテーブル(LUT)176に提供されて、並列チャンネルの送信モードを選択するために使用される。従って、SNRオフセットは送信モードの選択に影響を与える。外部ループ220もまた並列チャンネルごとに送信モード調整を提供可能である。この調整によって、内部ループ210は、より低いデータレートを有する送信モードを並列チャンネルに対して選択することができる。送信モード調整は送信モードの選択に直接に影響を与える。SNRオフセットおよび送信モード調整は、内部ループ210の動作をコントロールするための2つの機構である。外部ループ220はまた、内部ループ210に他のタイプの調整を提供するように設計可能である。簡潔にするために、SNRオフセットおよび送信モード調整のみを以下に説明する。外部ループ220は種々の方法でSNRオフセットおよび／または送信モードを調整可能であり、これらの方法の一部を以下に説明する。

【0026】

第1の実施形態において、並列チャンネルごとのSNRオフセットおよび／または送信モードは、該並列チャンネルで受信されたデータストリームに対して検出されたパケットエラーに基づいて調整される。データストリームは、パケット、ブロック、フレームまたは他のデータ単位で送信可能である。（簡潔にするために、ここではパケットをデータ単位として使用する。）各パケットは、パケットが正しく復号化されたか誤って復号化されたかを受信機が判断可能にするエラー検出コード（例えば、巡回冗長チェック(CRC)コード）によって符号化することができる。各並列チャンネルは特定の目標パケットエラーレート(PER)（例えば1%PER）と関連していてもよい。品質推定器172は並列チャンネルxの各受信パケットのステータスおよび目標PERを受信し、それに応じて並列チャンネルxのSNRオフセットを調整する。例えば、並列チャンネルxのSNRオフセットは、並列チャンネルxでのデータ送信の開始時にゼロに初期化されてもよい。SNRオフセットはその後良好なパケットごとに $\Delta$ DN分だけ減少し、不良パケットごとに $\Delta$ UP分だけ増加してもよく、 $\Delta$ DNおよび $\Delta$ UPは、目標PERと、外部ループの所望応答時間とに基づいて選択可能である。SNRオフセットは一般的に正またはゼロであるが、（例えば、受信SNRの高い初期推定を説明するために）負の値も許容可能である。選択的または追加的に、品質推定器172は、例えばパケットエラーのバーストが並列チャンネルxで検出されると、並列チャンネルxの送信モードを次に低いデータレートに調整する指示を出すことができる。品質推定器172からのSNRオフセットおよび／または送信モード調整は選択器174によって使用され、並列チャンネルxの送信モードを選択する。

【0027】

第2の実施形態において、並列チャンネルごとのSNRオフセットおよび／または送信モードは、該並列チャンネルのデコーダメトリクスに基づいて調整される。並列チャンネルごとのデコーダメトリクスを使用して、該並列チャンネルで受信されたデータ送信の品質を推定することができる。所与の並列チャンネルの特定のデコーダメトリクスが該メトリクスに対して選択されたしきい値よりも悪い場合、該並列チャンネルのSNRオフセットおよび／または送信モードはそれに応じて調整することができる。

【0028】

第3の実施形態において、並列チャンネルごとのSNRオフセットおよび／または送信モ

ードは、該並列チャネルの受信SNRおよび必要SNRに基づいて調整される。並列チャネルごとの受信SNRは、該並列チャネルの受信パイロットシンボルに基づいて判断可能である。システムは、（例えば、表2に示されているような）1セットの送信モードをサポート可能であり、各サポートされている送信モードは、目標PERを達成するために別の最小SNRを必要とする。品質推定器172は並列チャネルxごとにSNRマージンを判断することができ、これは並列チャネルxの受信SNRと必要SNRとの差異である。並列チャネルxのSNRマージンが負である場合、並列チャネルxの送信モードは次に低いデータレートに調整されてもよい。

【0029】

第3の実施形態はまた、パケットが複数の並列チャネルに渡って逆多重化および送信される設計に用いられてもよい。パケットが誤って受信された場合、いずれの1つまたは複数の並列チャネルがパケットの誤受信を引き起こしたかを（受信パケットからのみ）判断することは可能ではない。いずれの情報も使用できない場合、全 $N_C$ 個の並列チャネルの $N_C$ 個のSNRオフセットおよび／または $N_C$ 個の送信モードを調整する必要がある、例えば次に低いデータレートが並列チャネルごとに使用されることになる。これは、全データレートの過度の減少量をもたらしうる。しかしながら、第3の実施形態を用いて、最小SNRマージンを有する並列チャネルがパケットエラーを引き起こしたと仮定することができ、この並列チャネルの送信モードは次に低いデータレートに調整可能である。

【0030】

外部ループはまた、他の方法で内部ループの動作を調整することができ、これは本発明の範囲内である。一般的に外部ループは、内部ループのレートより速くても遅くてもよいレートで動作する。例えば、外部ループによるSNRオフセットの調整は多数の受信パケットに依存していてもよい。外部ループはまた、規則的に予定されている内部ループの計算の途中でデータレートを調整することができる。従って、その特定の設計および動作方法によって、外部ループは一般的に、より長いデータ送信のために内部ループの動作により多くの影響を及ぼす。バースト送信について、外部ループは、内部ループの動作にそれほど多くは、またはほとんど影響を及ぼさないであろう。

【0031】

図3は、閉ループレートコントロールによって選択された $N_C$ 個の送信モードを使用して $N_C$ 個の並列チャネルで $N_C$ 個のデータストリームを送信するプロセス300のフロー図を示している。プロセス300は、図1および2に示されているように実現可能である。最初に、受信機が $N_C$ 個の並列チャネルのチャネル利得と雑音フロア $N_0$ とを推定する（ステップ312）。次いで受信機は、 $N_C$ 個の並列チャネルの各々の送信モードを、該並列チャネルのチャネル利得推定、雑音フロア推定および（もしあれば）外部ループ情報に基づいて選択する（ステップ314）。外部ループ情報は、 $N_C$ 個の並列チャネルの各々のSNRオフセットおよび／または送信モード調整を含んでいてもよい。送信モード選択については以下に説明する。受信機は、 $N_C$ 個の並列チャネルの $N_C$ 個の選択送信モードをフィードバック情報として送信機に送る（ステップ316）。

【0032】

送信機は（受信機から得られた） $N_C$ 個の選択送信モードに従って $N_C$ 個のデータストリームを符号化および変調し、 $N_C$ 個の変調シンボルストリームを提供する（ステップ322）。次いで送信機は $N_C$ 個の並列チャネルで $N_C$ 個の変調シンボルストリームを処理し、受信機に送信する（ステップ324）。

【0033】

受信機は、 $N_C$ 個の並列チャネルで受信された送信機からのデータ送信を処理し、 $N_C$ 個の回復シンボルストリームを得る（ステップ332）。受信機はさらに、 $N_C$ 個の選択送信モードに従って $N_C$ 個の回復シンボルストリームを処理し、 $N_C$ 個の復号化データストリームを得る（ステップ334）。受信機はまた、例えばパケットステータス、デコーダメトリクスおよび受信SNRなどに基づいて $N_C$ 個の並列チャネルの各々で受信されたデータ送信の品質を推定する（ステップ336）。次いで受信機は、 $N_C$ 個の並列チャネ

ルの各々に、該並列チャネルで受信されたデータ送信の推定品質に基づいて外部ループ情報を提供する（ステップ338）。図3において、ステップ312から324は内部ループの一部とみなされてもよく、またステップ332から338は外部ループの一部とみなされてもよい。

【0034】

図4は、外部ループに対して実行可能なプロセス400のフロー図を示している。 $N_C$  個の並列チャネルの各々で受信されたデータパケットのステータスが得られ、該並列チャネルのSNRオフセットおよび／または送信モードを調整するために使用される（ステップ412）。 $N_C$  個の並列チャネルの各々のデコードメトリクスもまた得られ、該並列チャネルのSNRオフセットおよび／または送信モードを調整するために使用可能である（ステップ414）。 $N_C$  個の並列チャネルの各々の受信SNRもまた並列チャネルごとに得られ、該並列チャネルのSNRマージンを計算するために使用可能である。 $N_C$  個の並列チャネルのSNRマージンは、パケットエラーが検出された場合には、並列チャネルの送信モードを調整するために使用されてもよい（ステップ416）。外部ループは、その特定の設計によって、図4に示されているステップのうちの1つまたはこれらの組み合わせを実現することができる。

【0035】

ここに説明されている閉ループレートコントロール技術を、データ送信に使用可能な複数の並列チャネルを有する種々のタイプのマルチチャネル通信システムに使用することができる。例えば、これらの技術は、TDMシステム、FDMシステム、OFDM系システム、MIMOシステムおよびOFDMを利用するMIMOシステム（すなわちMIMO-OFDMシステム）などに使用可能である。

【0036】

TDMシステムはデータをフレーム単位で送信可能であり、その各々は特定の時間分である。各フレームは、異なるスロットインデックスが割り当て可能な複数の（ $N_{TS}$  個の）スロットを含んでいてもよい。 $N_C$  個の並列チャネルは各フレームにおける $N_{TS}$  個のスロットによって形成可能であり、この場合 $N_C \leq N_{TS}$  である。 $N_C$  個の並列チャネルの各々は1つ以上のスロットを含んでいてもよい。 $N_C$  個のチャネルは、たとえ同時に送信されなくても、「並列」であるとみなされる。

【0037】

FDMシステムは、任意に間隔を空けることができる（ $N_{SB}$  個の）周波数サブバンド単位でデータを送信可能である。 $N_C$  個の並列チャネルは $N_{SB}$  個のサブバンドによって形成可能であり、この場合 $N_C \leq N_{SB}$  である。 $N_C$  個の並列チャネルの各々は1つ以上のサブバンドを含んでいてもよい。

【0038】

OFDMシステムはOFDMを使用して、全システム帯域を複数の（ $N_F$  個の）直交サブバンドに効果的に分割し、これはまた、トーン、バイン(bins)および周波数チャネルと称されることもある。各サブバンドは、データによって変調可能なそれぞれのキャリアと関連している。 $N_C$  個の並列チャネルは $N_F$  個のサブバンドによって形成可能であり、この場合 $N_C \leq N_F$  である。 $N_C$  個の並列チャネルは、1つ以上のサブバンドの $N_C$  個のディスジョイントセットによって形成されている。 $N_C$  個のセットは、仮にあったとしても $N_F$  個のサブバンドの各々がただ1個のセット（従って1個の並列チャネル）に割り当てられている点においてディスジョイントである。OFDMシステムはFDMシステムの特殊タイプとみなすことができる。

【0039】

MIMOシステムは、複数の（ $N_T$  個の）送信アンテナと複数の（ $N_R$  個の）受信アンテナをデータ送信に用い、（ $N_T$ ,  $N_R$ ）システムと示されている。 $N_T$  個の送信アンテナおよび $N_R$  個の受信アンテナによって形成されているMIMOチャネルは、データ送信に使用可能な $N_S$  個の空間チャネルからなり、この場合 $N_S \leq \min \{ N_T, N_R \}$  である。空間チャネル数は、 $N_T$  個の送信アンテナと $N_R$  個の受信アンテナ間の応答を記述す

るチャネル応答行列 $\underline{H}$ によって決定される。簡潔にするために、以下の説明では、チャネル応答行列 $\underline{H}$ はフルランクであるとする。この場合、空間チャネル数は $N_S = N_T \leq N_R$ と表される。 $N_C$  個の並列チャネルは $N_S$  個の空間チャネルによって形成可能であり、この場合 $N_C \leq N_S$  である。 $N_C$  個の並列チャネルの各々は1つ以上の空間チャネルを含んでいてもよい。

【0040】

MIMO-OFDMシステムは、 $N_F$  個のサブバンドの各々につき $N_S$  個の空間チャネルを有している。 $N_C$  個の並列チャネルは、 $N_F$  個のサブバンドの各々の $N_S$  個の空間チャネルによって形成可能であり、この場合 $N_C \leq N_F \cdot N_S$  である。 $N_C$  個の並列チャネルの各々は1つ以上のサブバンドの1つ以上の空間チャネル（すなわち空間チャネルとサブバンドの組み合わせ）を含んでいてもよい。MIMOおよびMIMO-OFDMシステムについて、 $N_C$  個の並列チャネルはまた $N_T$  個の送信アンテナによって形成可能であり、この場合 $N_C \leq N_T$  である。 $N_C$  個の並列チャネルの各々は、データ送信用の1つ以上の送信アンテナに関連していてもよい。

【0041】

MIMOおよびMIMO-OFDMシステムについて、データを種々の方法で $N_S$  個の空間チャネルで送信することができる。部分チャネル状態情報（部分CSI）のMIMOシステムについて、データは、送信機における空間処理ではなく、受信機における空間処理によって $N_S$  個の空間チャネルで送信される。完全CSIのMIMOシステムについては、データは、送信機と受信機双方での空間処理によって $N_S$  個の空間チャネルで送信される。完全CSIのMIMOシステムについては、固有値分解や特異値分解をチャネル応答行列 $\underline{H}$ に実行して、MIMOチャネルの $N_S$  個の「固有モード」を得ることができる。データは、直交空間チャネルである $N_S$  個の固有モードで送信される。

【0042】

ここで使用されている閉ループプレートコントロールは、周波数分割複信(frequency division duplex) (FDD) システムならびに時分割複信(TDD) システムにも使用可能である。TDDシステムについては、ダウンリンクとアップリンクは同一の周波数バンドを共有し、類似のフェージングおよびマルチパス効果を観察することがある。従って、リンクごとのチャネル応答は、該リンクまたは他のリンクのいずれかで受信されるパイロットに基づいて推定可能である。FDDシステムについては、ダウンリンクとアップリンクは異なる周波数バンドを使用しており、異なるフェージングおよびマルチパス効果を観察することがある。リンクごとのチャネル応答は、該リンクで受信されたパイロットに基づいて推定可能である。

【0043】

閉ループプレートコントロール技術は部分CSI MIMOシステムおよび完全CSI MIMOシステムの双方に使用可能である。これらの技術はまたアップリンクならびにダウンリンクにも使用可能である。

【0044】

次に、閉ループプレートコントロール技術を、完全CSI TDD MIMO-OFDMシステムである例示的マルチチャネル通信システムについてより詳細に説明する。簡潔にするために、以下の説明において、用語「固有モード」および「広帯域固有モード」を、例えば不完全なチャネル推定ゆえに、たとえ完全に成功でなかったとしても、空間チャネルを直交化しようとする場合について示すのに使用する。

【0045】

#### I. TDD MIMO-OFDMシステム

図5は、多数のユーザ端末(UT) 520の通信をサポートする多数のアクセスポイント(AP) 510を有する例示的TDD MIMO-OFDMシステム500を示している。簡潔にするために、2つのアクセスポイント510aおよび510bのみを図5に示している。アクセスポイントはまた、基地局、ベーストランシーバシステム、ノードBまたは他の用語で称されてもよい。ユーザ端末は固定でもモバイルでもよく、これもまた、

アクセス端末、移動局、ユーザ機器（UE）、無線装置または他の用語で称されてもよい。各ユーザ端末は、所与の時点でダウンリンクおよび／またはアップリンクの1つ、場合によっては複数のアクセスポイントと通信することができる。システムコントローラ530はアクセスポイント510に接続しており、これらのアクセスポイントの調整およびコントロールを提供する。

【0046】

図6は、TDD MIMO-OFDMシステム500で使用可能な例示的フレーム構造600を示している。データ送信はTDDフレーム単位で生じ、その各々は特定の時間分（例えば2ミリ秒）に及ぶ。各TDDフレームはダウンリンク位相とアップリンク位相とに分割され、各位相はさらに、複数のトランスポートチャネルの複数のセグメントに分割される。図6に示されている実施形態において、ダウンリンクトランスポートチャネルは、ブロードキャストチャネル（BCH）、フォワードコントロールチャネル（FCCH）およびフォワードチャネル（FCH）を含んでおり、アップリンクトランスポートチャネルはリバースチャネル（RCH）およびランダムアクセスチャネル（RACH）を含んでいる。

【0047】

ダウンリンク位相において、BCHセグメント610を使用して1つのBCHプロトコルデータユニット（PDU）612を送信するが、これは標識パイロット614、MIMOパイロット616およびBCHメッセージ618を含んでいる。標識パイロットは全アンテナから送信されるパイロットであり、タイミングおよび周波数捕捉に使用される。MIMOパイロットは全アンテナから送信されるパイロットであるが、ユーザ端末がアンテナを個々に識別できるようにアンテナごとに異なる直交コードを有している。MIMOパイロットはチャネル推定に使用される。BCHメッセージはシステムパラメータをユーザ端末に伝える。FCCHセグメント620を使用して1つのFCCH PDUを送信するが、これはダウンリンクおよびアップリンクリソースの割当て（例えば、ダウンリンクおよびアップリンクの選択送信モード）と、ユーザ端末のシグナリングとを伝える。FCHセグメント630を使用してダウンリンクで1つ以上のFCH PDU 632を送信する。様々なタイプのFCH PDUが定義可能である。例えば、FCH PDU 632aはステアード基準（steered reference）634aとデータパケット636aとを含んでおり、FCH PDU 632bはデータパケット636bのみを含んでいる。ステアード基準は（後述の）特定の広帯域固有モードで送信されるパイロットであり、チャネル推定に使用される。

【0048】

アップリンク位相においては、RCHセグメント640を使用してアップリンクで1つ以上のRCH PDU 642を送信する。様々なタイプのRCH PDUもまた定義可能である。例えば、RCH PDU 642aはデータパケット646aのみを含んでおり、RCH PDU 642bはステアード基準644bとデータパケット646bとを含んでいる。RACHセグメント650をユーザ端末が使用して、システムにアクセスし、アップリンクでショートメッセージを送る。RACH PDU 652はRACHセグメント650で送信可能であり、パイロット（例えばステアード基準）654とメッセージ656とを含んでいる。

【0049】

図6は、TDDシステムの例示的フレーム構造を示している。他のフレーム構造もまた使用可能であり、これは本発明の範囲内である。

【0050】

#### 1. 空間処理

MIMO-OFDMシステムについて、アクセスポイントとユーザ端末間のチャネル応答は、 $k \in K$ となるような1セットのチャネル応答行列 $H(k)$ によって特徴づけられてもよく、この場合 $K$ は全注目サブバンドのセット（例えば $K = \{1, \dots, N_F\}$ ）を表している。共有周波数バンドを有するTDD MIMO-OFDMシステムについては、

ダウンリンクおよびアップリンクのチャネル応答は相反関係にあるとしてもよい。すなわち、 $\underline{H}(k)$  が、サブバンド  $k$  のアンテナアレー A からアンテナアレー B へのチャネル応答行列を示している場合、相反チャネルは、アレー B からアレー A への接続が  $\underline{H}^T(k)$  (ここで  $\underline{A}^T$  は  $\underline{A}$  の転置である) によって与えられることを示唆している。

【0051】

しかしながら、アクセスポイントにおける送信および受信連鎖の周波数応答は一般的に、ユーザ端末における送信および受信連鎖の周波数応答と異なる。周波数応答の差異を説明するために使用する補正行列を得るために校正を実行してもよい。これらの補正行列によって、ユーザ端末に見られる「校正済み」ダウンリンクチャネル応答  $\underline{H}_{c\ d\ n}(k)$  は、アクセスポイントに見られる「校正済み」アップリンクチャネル応答  $\underline{H}_{c\ u\ p}(k)$  の転置であり、すなわち  $k \in K$  となるような  $\underline{H}_{c\ d\ n}(k) = \underline{H}_{c\ u\ p}^T(k)$  である。簡潔にするために、以下の説明では、ダウンリンクおよびアップリンクのチャネル応答は校正済みであり相反関係にあるとする。

【0052】

ダウンリンクにおいて、MIMOパイロットは(例えばBCHセグメント610における)アクセスポイントによって送信され、ユーザ端末によって使用されて  $k \in K$  となるような校正済みダウンリンクチャネル応答  $\underline{H}_{c\ d\ n}^{\wedge}(k)$  の推定を得ることができる。ユーザ端末は、校正済みアップリンクチャネル応答を  $\underline{H}_{c\ u\ p}^{\wedge}(k) = \underline{H}_{c\ d\ n}^{\wedge T}(k)$  と推定可能である。ユーザ端末はサブバンド  $k$  ごとに  $\underline{H}_{c\ u\ p}^{\wedge}(k)$  の特異値分解を以下のように実行可能である。

【数1】

$$\underline{\hat{H}}_{c\ u\ p}(k) = \underline{\hat{U}}_{a\ p}(k) \underline{\hat{\Sigma}}(k) \underline{\hat{V}}_{u\ t}^H(k), \text{ for } k \in K$$

【0053】

ここで、 $\underline{U}_{a\ p}^{\wedge}(k)$  は、 $\underline{H}_{c\ u\ p}^{\wedge}(k)$  の左固有ベクトルの  $(N_{a\ p} \times N_{a\ p})$  ユニタリ行列であり、 $\underline{\Sigma}^{\wedge}(k)$  は、 $\underline{H}_{c\ u\ p}^{\wedge}(k)$  の特異値の  $(N_{a\ p} \times N_{u\ t})$  対角行列であり、 $\underline{V}_{u\ t}^{\wedge}(k)$  は、 $\underline{H}_{c\ u\ p}^{\wedge}(k)$  の右固有ベクトルの  $(N_{u\ t} \times N_{u\ t})$  ユニタリ行列であり、 $\underline{A}^H$  は、 $\underline{A}$  の共役転置であり、 $N_{a\ p}$  は、アクセスポイントのアンテナ数であり、 $N_{u\ t}$  は、ユーザ端末のアンテナ数である。

【0054】

同様に、 $\underline{H}_{c\ d\ n}^{\wedge}(k)$  の特異値分解は以下のように表すことができる。

【数2】

$$\underline{\hat{H}}_{c\ d\ n}(k) = \underline{\hat{V}}_{u\ t}^{\wedge}(k) \underline{\hat{\Sigma}}(k) \underline{\hat{U}}_{a\ p}^T(k), \text{ for } k \in K$$

【0055】

ここで、 $\underline{V}_{u\ t}^{\wedge*}(k)$  および  $\underline{U}_{a\ p}^{\wedge*}(k)$  はそれぞれ、 $\underline{H}_{c\ d\ n}^{\wedge}(k)$  の左固有ベクトルおよび右固有ベクトルのユニタリ行列であり、「 $*$ 」は複素共役を示している。特異値分解は、「線形代数およびその応用(Linear Algebra and Its Applications)」第2版(アカデミックプレス(Academic Press)、1980年)において、Gilbert Strangによって説明されている。

【0056】

数式(1)および(2)に示されているように、一方のリンクの左および右固有ベクトルの行列はそれぞれ、他方のリンクの右および左固有ベクトルの行列の複素共役である。行列  $\underline{U}_{a\ p}^{\wedge}(k)$  および  $\underline{V}_{u\ t}^{\wedge}(k)$  は、空間処理のためにアクセスポイントおよびユーザ端末によってそれぞれ使用可能であり、その下付き文字によってそのことが示されている。行列  $\underline{\Sigma}^{\wedge}(k)$  は、サブバンド  $k$  ごとにチャネル応答行列  $\underline{H}(k)$  の空間チャネル(または固有モード)の利得を表す特異値推定を含んでいる。

【0057】

特異値分解をサブバンド $k$ ごとのチャネル応答行列 $\underline{H}_{c,up}^{\wedge}(k)$ に対して個別に実行して、該サブバンドの $N_S$ 個の固有モードを判断することができる。対角行列 $\underline{\Sigma}^{\wedge}(k)$ ごとの特異値推定は、 $\{\sigma^{\wedge}_1(k) \geq \sigma^{\wedge}_2(k) \geq \cdots \geq \sigma^{\wedge}_{N_S}(k)\}$ となるように配列することができ、この場合サブバンド $k$ について $\sigma^{\wedge}_1(k)$ は最大特異値推定であり、 $\sigma^{\wedge}_{N_S}(k)$ は最小特異値推定である。対角行列 $\underline{\Sigma}^{\wedge}(k)$ ごとの特異値推定が配列されると、関連行列 $\underline{U}^{\wedge}(k)$ および $\underline{V}^{\wedge}(k)$ の固有ベクトル(すなわち列)もまたこれに応じて配列される。「広帯域固有モード」は配列後に全サブバンドの同一配列の固有モードのセットとして定義可能である。従って、 $m$ 番目の広帯域固有モードは全サブバンドの $m$ 番目の固有モードを含んでいる。「主要」広帯域固有モードは、サブバンドの各々について、行列 $\underline{\Sigma}^{\wedge}(k)$ の最大特異値推定と関連するものである。 $N_S$ 個の並列チャネルは $N_S$ 個の広帯域固有モードによって形成可能である。

【0058】

ユーザ端末は、(例えば図6のRCHセグメント640やRACHセグメント650において)アップリンクでステアード基準を送信することができる。広帯域固有モード $m$ のアップリンクステアード基準は以下のように表すことができる。

【数3】

$$\underline{x}_{up, sr, m}(k) = \hat{\underline{y}}_{ut, m}(k)p(k), \text{ for } k \in K$$

【0059】

ここで、 $\underline{x}_{up, sr, m}(k)$ は、ステアード基準の広帯域固有モード $m$ のサブバンド $k$ の $N_{ut}$ 個のユーザ端末アンテナから送られた $N_{ut}$ 個のシンボルのベクトルであり、 $\underline{v}_{ut, m}^{\wedge}(k)$ は、サブバンド $k$ の行列 $\underline{V}_{ut}^{\wedge}(k)$ の $m$ 番目の列であり、この場合 $\underline{V}_{ut}^{\wedge}(k) = [\underline{v}_{ut, 1}^{\wedge}(k) \underline{v}_{ut, 2}^{\wedge}(k) \cdots \underline{v}_{ut, N_{ut}}^{\wedge}(k)]$ であり、 $p(k)$ はサブバンド $k$ で送られたパイロットシンボルである。

【0060】

全 $N_S$ 個の広帯域固有モードのステアード基準は、 $N_S$ 個のOFDMシンボル周期で、またはサブバンド多重化を使用する $N_S$ 個のOFDMシンボル周期よりも少数の周期で送信することができる。広帯域固有モードごとのステアード基準はまた複数のOFDMシンボル周期で送信可能である。

【0061】

アクセスポイントでの受信アップリンクステアード基準は以下のように表すことができる。

【数4】

$$\begin{aligned} \underline{r}_{up, sr, m}(k) &= \underline{H}_{cup}(k)\hat{\underline{y}}_{ut, m}(k)p(k) + \underline{n}_{up}(k) \\ &\approx \hat{\underline{u}}_{ap, m}(k)\hat{\sigma}_m(k)p(k) + \underline{n}_{up}(k) \end{aligned}, \text{ for } k \in K$$

【0062】

ここで、 $\underline{r}_{up, sr, m}(k)$ は、ステアード基準の広帯域固有モード $m$ のサブバンド $k$ の $N_{ap}$ 個のアクセスポイントアンテナで受信された $N_{ap}$ 個のシンボルのベクトルであり、 $\underline{u}_{ap, m}^{\wedge}(k)$ は、サブバンド $k$ の行列 $\underline{U}_{ap}^{\wedge}(k)$ の $m$ 番目の列であり、この場合 $\underline{U}_{ap}^{\wedge}(k) = [\underline{u}_{ap, 1}^{\wedge}(k) \underline{u}_{ap, 2}^{\wedge}(k) \cdots \underline{u}_{ap, N_{ap}}^{\wedge}(k)]$ であり、 $\sigma_m^{\wedge}(k)$ は広帯域固有モード $m$ のサブバンド $k$ の特異値推定、すなわち行列 $\underline{\Sigma}^{\wedge}(k)$ の $m$ 番目の対角要素であり、 $\underline{n}_{up}(k)$ は、アップリンクのサブバンド $k$ の加法性白色ガウス雑音(AWGN)である。

【0063】

数式(4)に示されているように、アクセスポイントにおいて、(雑音のない)受信ス

テアド基準はほぼ  $\underline{u}_{a,p,m}(k) \hat{\sigma}_m(k) p(k)$  である。従ってアクセスポイントは、該サブバンドの受信ステアド基準に基づいて、サブバンド  $k$  ごとに  $\underline{u}_{a,p,m}(k)$  および  $\hat{\sigma}_m(k)$  の双方の推定を得ることができる。広帯域固有モード  $m$  のサブバンド  $k$  の  $\hat{\sigma}_m(k)$  の推定  $\hat{\sigma}_m(k)$  は以下のように表すことができる。

【数5】

$$\hat{\sigma}_m(k) = \|\underline{r}_{up, sr, m}(k)\|^2 = \sum_{i=1}^{N_{ap}} |r_{up, sr, m, i}(k)|^2, \text{ for } k \in K \text{ and } m \in M$$

【0064】

ここで、 $\|\underline{a}\|$  は  $\underline{a}$  の2ノルムであり、 $r_{up, sr, m, i}(k)$  はベクトル  $\underline{r}_{up, sr, m}(k)$  の  $i$  番目の要素であり、 $M$  は全注目広帯域固有モードのセットを表しており、例えば  $M = \{1, \dots, N_S\}$  である。

【0065】

広帯域固有モード  $m$  のサブバンド  $k$  の  $\underline{u}_{a,p,m}(k)$  の推定  $\hat{\underline{u}}_{a,p,m}(k)$  は以下のように表すことができる。

【数6】

$$\hat{\underline{u}}_{a,p,m}(k) = \underline{r}_{up, sr, m}(k) / \hat{\sigma}_m(k), \text{ for } k \in K \text{ and } m \in M$$

【0066】

$\hat{\underline{u}}_{a,p,m}(k)$  および  $\hat{\sigma}_m(k)$  の二重ハットは、これらは推定の推定、すなわちユーザ端末によって得られる推定  $\underline{u}_{a,p,m}(k)$  および  $\hat{\sigma}_m(k)$  に対してアクセスポイントによって得られる推定であることを示している。広帯域固有モードごとのステアド基準が複数のOFDMシンボル周期で送信される場合、アクセスポイントは広帯域固有モードごとに受信ステアド基準を平均化し、より正確な推定  $\hat{\underline{u}}_{a,p,m}(k)$  および  $\hat{\sigma}_m(k)$  を得ることができる。

【0067】

表1は、複数の広帯域固有モードでのデータ送信および受信についてアクセスポイントおよびユーザ端末での空間処理についてまとめている。

【表1】

	ダウンリンク	アップリンク
アクセスポイント	送信： $\underline{x}_{dn}(k) = \hat{\underline{U}}_{ap}(k) \underline{s}_{dn}(k)$	受信： $\hat{\underline{s}}_{up}(k) = \hat{\underline{\Sigma}}^{-1}(k) \hat{\underline{U}}_{ap}^H(k) \underline{r}_{up}(k)$
ユーザ端末	受信： $\hat{\underline{s}}_{dn}(k) = \hat{\underline{\Sigma}}^{-1}(k) \hat{\underline{Y}}_{ut}^T(k) \underline{r}_{dn}(k)$	送信： $\underline{x}_{up}(k) = \hat{\underline{Y}}_{ut}(k) \underline{s}_{up}(k)$

【0068】

表1において、 $\underline{s}(k)$  は(送信機でのシンボルマッピングから得られた)変調シンボルの「データ」ベクトルであり、 $\underline{x}(k)$  は(送信機での空間処理後に得られた)送信シンボルの「送信」ベクトルであり、 $\underline{r}(k)$  は(受信機でのOFDM処理後に得られた)受信シンボルの「受信」ベクトルであり、 $\hat{\underline{s}}(k)$  は(受信機での空間処理後に得られた)ベクトル  $\underline{s}(k)$  の推定であり、この場合すべてのベクトルはサブバンド  $k$  に関するものである。これらのベクトルの下付き文字「dn」および「up」はそれぞれダウンリンクおよびアップリンクを示している。表1において、 $\hat{\underline{\Sigma}}^{-1}(k)$  は、 $\hat{\underline{\Sigma}}^{-1}(k) = \text{diag}(1/\sigma_1(k) \ 1/\sigma_2(k) \ \dots \ 1/\sigma_{N_S}(k))$  として定義される対



角行列である。

【0069】

ステアード基準はユーザ端末によって一度に1つの広帯域固有モードについて送信可能であり、直交基底（例えばウォルシュコード）を使用し複数の広帯域固有モードについて同時に送信可能である。広帯域固有モードごとのステアード基準をアクセスポイントで使用して、該広帯域固有モードの、 $k \in K$ となるような $\underline{u}_{ap,m}^{\wedge}(k)$ を得ることができる。行列 $\underline{U}_{ap}^{\wedge}(k)$ の $N_S$ 個のベクトル $\underline{u}_{ap,m}^{\wedge}(k)$ が各サブバンドの $N_S$ 個の固有モードについて個々に（かつ異なるOFDMシンボル周期において）得られる場合、雑音および無線リンクの他の劣化原因によって、サブバンド $k$ ごとの行列 $\underline{U}_{ap}^{\wedge}(k)$ の $N_S$ 個のベクトル $\underline{u}_{ap,m}^{\wedge}(k)$ は相互に直交となる可能性はない。この場合、サブバンド $k$ ごとの行列 $\underline{U}_{ap}^{\wedge}(k)$ の $N_S$ 個のベクトルは、QR因数分解、極分解または他の技術を使用して直交化することができる。

【0070】

アクセスポイントにおいて、広帯域固有モード $m$ のサブバンド $k$ の受信SNR推定 $\gamma_{ap,m}(k)$ は以下のように表すことができる。

【数7】

$$\gamma_{ap,m}(k) = \frac{P_{up,m}(k) \cdot \hat{\sigma}_m^2(k)}{N_{0,ap}}, \text{ for } k \in K \text{ and } m \in M$$

【0071】

ここで、 $P_{up,m}(k)$ は、アップリンクの広帯域固有モード $m$ のサブバンド $k$ に対してユーザ端末によって使用される送信電力であり、 $N_{0,ap}$ はアクセスポイントでの雑音フロアである。

【0072】

ユーザ端末において、広帯域固有モード $m$ のサブバンド $k$ の受信SNR推定 $\gamma_{ut,m}(k)$ は以下のように表すことができる。

【数8】

$$\gamma_{ut,m}(k) = \frac{P_{dn,m}(k) \cdot \hat{\sigma}_m^2(k)}{N_{0,ut}}, \text{ for } k \in K \text{ and } m \in M$$

【0073】

ここで、 $P_{dn,m}(k)$ は、ダウンリンクの広帯域固有モード $m$ のサブバンド $k$ に対してアクセス端末によって使用される送信電力であり、 $N_{0,ut}$ はユーザ端末での雑音フロアである。

【0074】

数式（7）および（8）に示されているように、各広帯域固有モードのサブバンドごとの受信SNR、 $\gamma_m(k)$ は、 $(\hat{\sigma}_m(k))$ または $\sigma_m^{\wedge}(k)$ である）チャネル利得、受信雑音フロア $N_0$ 、および送信電力 $P_m(k)$ に依拠している。受信SNRは様々なサブバンドおよび固有モードについて異なってもよい。

【0075】

図7は、例示的TDD MIMO-OFDMシステムにおけるダウンリンクおよびアップリンクの複数の広帯域固有モードで複数のデータストリームを送信するためのプロセス700のフロー図を示している。プロセス700は、校正は既に実行されており、かつダウンリンクおよびアップリンクのチャネル応答は相互の転置、すなわち $\underline{H}_{c,up}^{\wedge}(k) \sim \underline{H}_{c,dn}^{\wedge T}(k)$ であるとする。プロセス700について、チャネル推定はブロック710で実行され、送信モード選択はブロック730で実行され、データ送信/受信はブロック760で実行される。

【0076】

チャネル推定については、アクセスポイントはダウンリンクで（例えばBCHで）MIMOパイロットを送信する（ステップ712）。ユーザ端末はMIMOパイロットを受信および処理し、 $k \in K$ となるような校正済みダウンリンクチャネル応答の推定 $\hat{H}_{c,d,n}^k(k)$ を得る（ステップ714）。次いでユーザ端末は校正済みアップリンクチャネル応答を $\hat{H}_{c,u,p}^k(k) = \hat{H}_{c,d,n}^{*T}(k)$ と推定し、 $\hat{H}_{c,u,p}^k(k)$ の特定値分解（SVD）を実行して、数式（1）に示されているような、 $k \in K$ となるような行列 $\hat{\Sigma}^k(k)$ および $\hat{V}_{u,t}^k(k)$ を得る（ステップ716）。次いでユーザ端末は、数式（3）に示されているように、 $k \in K$ となるような行列 $\hat{V}_{u,t}^k(k)$ を使用して、（例えばRACHやRCHで）アップリンクステアード基準を送信する（ステップ718）。アクセスポイントはアップリンクステアード基準を受信および処理し、上述のように、 $k \in K$ となるような行列 $\hat{\Sigma}^k(k)$ および $\hat{U}_{a,p}^k(k)$ を得る（ステップ720）。

【0077】

ダウンリンクデータ送信については、ユーザ端末は、対角行列 $\hat{\Sigma}^k(k)$ 、ユーザ端末の雑音フロア $N_{0,u,t}$ 、ダウンリンクの外部ループ情報（例えば、ダウンリンクのSNRオフセットおよび／または送信モード調整）に基づいて、ダウンリンクの広帯域固有モードごとに（最高サポートデータレートを有する）送信モードを選択する（ステップ740）。送信モード選択については以下説明する。次いでユーザ端末はフィードバック情報を送り、これはダウンリンクに対してユーザ端末によって選択され $N_S$ 個の送信モードを含んでおり、かつユーザ端末の雑音フロア $N_{0,u,t}$ をさらに含んでいてもよい（ステップ742）。（ステップ718で送信されたステアード基準はまたユーザ端末によって送られたフィードバック情報として見ることができる。）

アップリンクデータ送信については、アクセスポイントは、対角行列 $\hat{\Sigma}^k(k)$ 、アクセスポイントの雑音フロア $N_{0,a,p}$ 、およびアップリンク外部ループ情報（例えばアップリンクのSNRオフセットおよび／送信モード調整）に基づいて、アップリンクの $N_S$ 個の広帯域固有モードの $N_S$ 個の送信モードを選択する（ステップ750）。アクセスポイントはさらに、ユーザ端末から受信されたフィードバック情報に基づいて、ダウンリンクの $N_S$ 個の広帯域固有モードの $N_S$ 個の送信モードを選択する（ステップ752）。次いで、アクセスポイントは、（例えばFCH）でダウンリンクおよびアップリンクの双方に選択送信モードを送る（ステップ754）。ユーザ端末は両リンクの選択送信モードを受信する（ステップ765）。

【0078】

ダウンリンクデータ送信については、アクセスポイントは、（1）ダウンリンク広帯域固有モードごとのデータを、該広帯域固有モードについて選択された送信モードに従って符号化および変調し、（2）表1に示されているように、データベクトル $\underline{s}_{d,n}(k)$ を行列 $\hat{U}_{a,p}^{*T}(k)$ で空間処理し、 $k \in K$ となるような送信ベクトル $\underline{x}_{d,n}(k)$ を得、（3）ダウンリンクでベクトル $\underline{x}_{d,n}(k)$ を送信する（ステップ762）。ユーザ端末は、（1）ダウンリンク送信を受信し、（2）これもまた表1に示されているように、受信ベクトル $\underline{r}_{d,n}(k)$ を $\hat{\Sigma}^{k-1}(k) \hat{V}_{u,t}^{*T}(k)$ で整合フィルタリングし、 $k \in K$ となるようなベクトル $\hat{\underline{s}}_{d,n}(k)$ を得、（3）ダウンリンク広帯域固有モードごとに選択された送信モードに従って回復シンボルを復調および復号化する（ステップ764）。

【0079】

アップリンクデータ送信については、ユーザ端末は、（1）アップリンク広帯域固有モードごとに、該広帯域固有モードに対して選択された送信モードに従ってデータを符号化および変調し、（2）データベクトル $\underline{s}_{u,p}(k)$ を行列 $\hat{V}_{u,t}^k(k)$ で空間処理し、 $k \in K$ となるような送信ベクトル $\underline{x}_{u,p}(k)$ を得、（3）ベクトル $\underline{x}_{u,p}(k)$ をアップリンクで送信する（ステップ722）。アクセスポイントは、（1）アップリンク送信を受信し、（2）受信ベクトル $\underline{r}_{u,p}(k)$ を $\hat{\Sigma}^{k-1}(k) \hat{U}_{a,p}^{*H}(k)$ で整合フィルタリングして、ベクトル $\hat{\underline{s}}_{u,p}(k)$ を得、（3）アップリンク広帯域固有モードごとに選択された送信モードに従って回復シンボルを復調および復号化する（ステップ774）。

。簡潔にするために、外部ループによる閉ループ動作および送信モード調整は図7には示されていない。

【0080】

図7は、例示的TDD MIMO-OFDMシステムにおいてダウンリンクおよびアップリンクデータ送信に使用可能なプロセスの特定の実施形態を示している。他のプロセスもまた実行可能であるため、チャネル推定、送信モード選択および/またはデータ送信/受信は他の方法で実行可能である。

【0081】

## 2. 送信モード選択

図8は、 $N_S$  個の広帯域固有モードに対して  $N_S$  個の送信モードを選択するためのプロセス800のフロー図を示している。プロセス800は図7のステップ740と750に使用可能である。まず、送信機においてデータ送信に使用可能な全送信電力  $P_{t.o.t.a.l}$  が、電力分配スキームに基づいて  $N_S$  個の広帯域固有モードに分配される（ステップ812）。次いで、各広帯域固有モードに割当てられている送信電力  $P_m$  が、同一または異なる電力分配スキームに基づいて該広帯域固有モードの  $N_F$  個のサブバンドに分配される（ステップ814）。 $N_S$  個の広帯域固有モードへの電力分配と、各広帯域固有モードの  $N_F$  個のサブバンドへの電力分配は後述のように実行することができる。

【0082】

広帯域固有モードごとの動作SNR、 $\gamma_{o.p.,m}$  が、（1）該広帯域固有モードのサブバンドの割当て送信電力  $P_m(k)$  およびチャネル利得  $\sigma_m(k)$  と、（2）受信機における雑音フロア  $N_0$  と、（3）該広帯域固有モードのSNRオフセットとに基づいて計算される（ステップ816）。動作SNRの計算については後述する。次いで適切な送信モード  $q_m$  が、広帯域固有モードごとに、該広帯域固有モードの動作SNRとルックアップテーブルとに基づいて選択される（ステップ818）。広帯域固有モードごとの過剰電力が判断され、全広帯域固有モードの全過剰電力が1つ以上の広帯域固有モードに再分配されて性能を向上させる（ステップ820）。広帯域固有モードごとの送信モードは、外部ループ情報によって指示されれば、（例えば、次に低いデータレートに）調整されてもよい（ステップ822）。図8のステップの各々について以下詳細に説明する。

【0083】

## A. 広帯域固有モードへの電力分配

図8のステップ812について、全送信電力  $P_{t.o.t.a.l}$  は種々のスキームを使用して  $N_S$  個の広帯域固有モードに分配可能である。これらの電力分配スキームの一部を以下に説明する。

【0084】

均一電力分配スキームにおいて、全送信電力  $P_{t.o.t.a.l}$  は  $N_S$  個の広帯域固有モードに均一に分配されて、これらすべてに等しい電力が割当てられる。各広帯域固有モード  $m$  に割当てられている送信電力  $P_m$  は以下のように表すことができる。

【数9】

$$P_m = \frac{P_{total}}{N_S}, \text{ for } m \in M$$

【0085】

注水電力分配スキームにおいて、全送信電力  $P_{t.o.t.a.l}$  は、「注水(water-filling)」または「給水(water pouring)」手順に基づいて  $N_S$  個の広帯域固有モードに分配される。注水手順は全送信電力  $P_{t.o.t.a.l}$  を  $N_S$  個の広帯域固有モードに分配し、全スペクトル効率は最大化される。注水については、「情報理論および確実な通信 (Information Theory and Reliable Communication)」(John Wiley and Sons, 1968年)においてRobert G. Gallagerによって説明されている。 $N_S$  個の広

帯域固有モードの注水は種々の方法で実行可能であり、この一部を以下に説明する。

【0086】

第1の実施形態において、全送信電力 $P_{t.o.t.a.l}$ はまず、注水を使用して、かつ $k \in K$ および $m \in M$ となるような受信SNR、 $\gamma_m(k)$ に基づいて、 $N_S N_F$ 個のサブバンド／固有モードに分配される。受信SNR、 $\gamma_m(k)$ は、数式(7)および(8)に示されているように、 $N_S N_F$ 個のサブバンド／固有モードに均一に分配されている $P_{t.o.t.a.l}$ の仮定によって計算することができる。この電力分配の結果はサブバンド／固有モードごとの初期送信電力 $P'_m(k)$ である。次いで、各広帯域固有モードに割当てられている送信電力 $P_m$ が、以下のように該広帯域固有モードの $N_F$ 個のサブバンドに割当てられている初期送信電力 $P'_m(k)$ を加算することによって得られる。

【数10】

$$P_m = \sum_{k=1}^{N_F} P'_m(k) \quad , \text{ for } m \in M$$

【0087】

第2の実施形態において、全送信電力 $P_{t.o.t.a.l}$ は、 $N_S$ 個の広帯域固有モードに対して、これらの広帯域固有モードについて計算された平均SNRに基づいて分配される。まず、平均SNR、 $\gamma_{avg,m}$ が、広帯域固有モード $m$ ごとに、該広帯域固有モードの $N_F$ 個のサブバンドの受信SNRに基づいて以下のように計算される。

【数11】

$$\gamma_{avg,m} = \frac{1}{N_F} \sum_{k=1}^{N_F} \gamma_m(k)$$

【0088】

ここで、 $\gamma_m(k)$ は第1の実施形態について上述されているように計算される。次いで注水を実行して、全送信電力 $P_{t.o.t.a.l}$ を、 $m \in M$ となるような平均SNR、 $\gamma_{avg,m}$ に基づいて $N_S$ 個の広帯域固有モードに分配する。

【0089】

第3の実施形態において、チャネル反転が広帯域固有モードごとに適用された後、全送信電力 $P_{t.o.t.a.l}$ は、 $N_S$ 個の広帯域固有モードに、これらの広帯域固有モードの平均SNRに基づいて分配される。この実施形態について、全送信電力 $P_{t.o.t.a.l}$ はまず $N_S$ 個の広帯域固有モードに均一に分配される。次いで、チャネル反転を広帯域固有モードごとに個別に(下記のように)実行し、該広帯域固有モードのサブチャネルごとに初期電力割当て $P_{\cdot\cdot m}(k)$ を判断する。チャネル反転後、受信SNRは各広帯域固有モードの全サブバンドにわたって同じである。そして、広帯域固有モードごとの平均SNRは、該広帯域固有モードのサブバンドうちの任意の1つの受信SNRと等しい。各広帯域固有モードの1つのサブバンドの受信SNR、 $\gamma_{\cdot\cdot m}(k)$ は、数式(7)または(8)に示されているように初期電力割当て $P_{\cdot\cdot m}(k)$ に基づいて判断することができる。次いで、全送信電力 $P_{t.o.t.a.l}$ が、注水を使用して、かつ $m \in M$ となるような平均SNR $\gamma_{\cdot\cdot avg,m}$ に基づいて $N_S$ 個の広帯域固有モードに分配される。

【0090】

他のスキームもまた、全送信電力を $N_S$ 個の広帯域固有モードに分配するために使用することができ、これは本発明の範囲内である。

【0091】

#### B. 各広帯域固有モードのサブバンドへの電力割当て

図8のステップ814について、各広帯域固有モードに割当てられている送信電力 $P_m$ は、種々のスキームを使用して、該広帯域固有モードの $N_F$ 個のサブバンドに分配可能である。これらの電力分配スキームの一部を以下に説明する。

【0092】

均一電力分配スキームにおいて、広帯域固有モードごとの送信電力 $P_m$ は $N_F$ 個のサブバンドに均一に分配され、これらすべてに等しい電力が割当てられる。各サブバンドに割当てられている送信電力 $P_m(k)$ は以下のように表すことができる。

【数12】

$$P_m(k) = \frac{P_m}{N_F}, \text{ for } k \in K \text{ and } m \in M$$

【0093】

均一電力分配スキームについて、各広帯域固有モードの $N_F$ 個のサブバンドの受信SNRはサブバンドにわたって変化しやすい。

【0094】

チャネル反転スキームにおいて、広帯域固有モードごとの送信電力 $P_m$ は $N_F$ 個のサブバンドに非均一に分配されて、受信機において類似の受信SNRを達成する。以下の説明において、 $\sigma_m(k)$ は推定チャネル利得を示しており、これはダウンリンクの $\hat{\sigma}_m(k)$ とアップリンクの $\hat{\sigma}_m(k)$ とに等しい。チャネル反転スキームについて、正規化 $b_m$ が以下のように、まず広帯域固有モードごとに計算される。

【数13】

$$b_m = \frac{1}{\sum_{k=1}^{N_F} [1/\sigma_m^2(k)]}, \text{ for } m \in M$$

【0095】

次いで、各広帯域固有モードの各サブバンドに割当てられている送信電力 $P_m(k)$ は以下のように計算することができる。

【数14】

$$P_m(k) = \frac{b_m \cdot P_m}{\sigma_m^2(k)}, \text{ for } k \in K \text{ and } m \in M$$

【0096】

送信ウェイト $W_m(k)$ は以下のように、各広帯域固有モードのサブバンドごとに計算することができる。

【数15】

$$W_m(k) = \sqrt{P_m(k)}, \text{ for } k \in K \text{ and } m \in M$$

【0097】

送信ウェイトを使用して、送信機における変調シンボルをスケールリングする。チャネル反転スキームについては、全 $N_F$ 個のサブバンドは広帯域固有モードごとに使用され、サブバンドの受信SNRはほぼ等しい。

【0098】

選択チャネル反転スキームにおいて、広帯域固有モードごとの送信電力 $P_m$ は $N_F$ 個のサブバンドのうちの選択されたものに非均一に分配されて、選択サブバンドは受信機において類似の受信SNRを達成する。選択サブバンドは、利得しきい値以上のチャネル利得を有するものである。このスキームについては、平均電力利得 $g_m$ がまず、以下のように広帯域固有モードごとに計算される。

【数16】

$$g_m = \frac{1}{N_F} \sum_{k=1}^{N_F} \sigma_m^2(k) , \text{ for } m \in M$$

【0099】

次いで、正規化  $\tilde{b}_m$  は以下のように、広帯域固有モードごとに計算される。

【数17】

$$\tilde{b}_m = \frac{1}{\sum_{\sigma_m^2(k) > \beta_m g_m} [1 / \sigma_m^2(k)]} , \text{ for } m \in M$$

【0100】

ここで、 $\beta_m g_m$  は利得しきい値であり、 $\beta_m$  はスケーリング係数であり、これらは総合スループットを最大化するために、また他の基準に基づいて選択可能である。各広帯域固有モードの各サブバンドに割当てられている送信電力  $P_m(k)$  は以下のように表すことができる。

【数18】

$$P_m(k) = \begin{cases} \frac{\tilde{b}_m \cdot P_m}{\sigma_m^2(k)} , & \text{if } \sigma_m^2(k) \geq \beta_m g_m \\ 0 , & \text{otherwise} \end{cases} , \text{ for } k \in K \text{ and } m \in M$$

【0101】

選択チャネル反転スキームについては、 $N_F$  個以下のサブバンドを各広帯域固有モードでの使用に選択することができ、選択サブバンドの受信SNRはほぼ等しい。

【0102】

他のスキームもまた、各広帯域固有モードの  $N_F$  個のサブバンドに送信電力  $P_m$  を分配するために使用することができ、これは本発明の範囲内である。

【0103】

#### C. 広帯域固有モードごとの送信モード選択

図8のステップ816において、動作SNRが広帯域固有モードごとに計算される。動作SNRは広帯域固有モードの送信能力を示している。受信SNRが各広帯域固有モードのサブバンドにおいて等しいか変化するかによって、種々の方法をステップ816に使用することができる。以下の説明において、SNRはデシベル (dB) 単位で与えられる。

【0104】

チャネル反転または選択チャネル反転が実行される場合、 $k \in K$  となるような、各広帯域固有モードのサブバンドの受信SNR、 $\gamma_m(k)$  は類似である。広帯域固有モード  $m$  のサブバンド  $k$  の受信SNR、 $\gamma_m(k)$  は以下のように計算することができる。

【数19】

$$\gamma_m(k) = 10 \log_{10} \left( \frac{P_m(k) \cdot \sigma_m^2(k)}{N_0} \right) , \text{ for } k \in K \text{ and } m \in M . \text{ (dB)}$$

【0105】

広帯域固有モードごとの動作SNR、 $\gamma_{o.p., m}$  は、以下のように、(該広帯域固有モードのサブバンドの任意の1つの受信SNR) - (該広帯域固有モードのSNRオフセット) に等しい。

【数20】

$$\gamma_{op,m} = \gamma_m(k) - \gamma_{os,m} , \quad \text{for any } k \text{ and } m \in M , \text{ (dB)}$$

【0106】

ここで、 $\gamma_m(k)$ 、 $\gamma_{os,m}$  および  $\gamma_{op,m}$  はすべて数式(19)および(20)でdB単位で与えられている。

【0107】

広帯域固有モードごとの送信電力 $P_m$ が均一にサブバンドに分配されていると、各広帯域固有モードのサブバンドの受信SNRは変化しやすい。この場合、広帯域固有モードごとの動作SNR、 $\gamma_{op,m}$ を以下のように計算することができる。

【数21】

$$\gamma_{op,m} = \gamma_{avg,m} - \gamma_{bo,m} - \gamma_{os,m} , \quad \text{(dB)}$$

【0108】

ここで、 $\gamma_{avg,m}$ は、広帯域固有モード $m$ の $N_F$ 個のサブバンドの受信SNRの平均であり、 $\gamma_{bo,m}$ は、受信SNRの偏差を説明するバックオフ係数であり、これは受信SNRの分散の関数である。

【0109】

図8のステップ818において、適切な送信モードが広帯域固有モードごとに、該広帯域固有モードの動作SNRに基づいて選択される。システムは、1セットの送信モードをサポートするように設計可能である。インデックス0を有する送信モードはヌルデータレート（すなわちデータ送信なし）である。各サポート送信モードは、所望の性能レベル（例えば1%PER）を達成するのに必要な特定最小SNRと関連する。表2はシステムによってサポートされている14個の送信モードの例示的セットを列挙しており、これらは送信モードインデックス0から13によって識別される。各送信モードは、非フェージングのAWGNチャネルの1%PERを達成するために必要な特定スペクトル効率、特定コードレート、特定変調スキームおよび最小SNRと関連する。スペクトル効率はシステム帯域によって正規化されているデータレート（すなわち情報ビットレート）に言及しており、ヘルツあたりの毎秒のビット単位（bps/Hz）で与えられる。送信モードごとのスペクトル効率は、該送信モードの符号化スキームおよび変調スキームによって判断される。表2の送信モードごとのコードレートおよび変調スキームは例示的システムの設計に固有である。

【表2】

送信モード インデックス	スペクトル 効率 (bps/Hz)	コードレート	変調スキーム	必要S N R (dB)
0	0.0	-	-	-
1	0.25	1/4	BPSK	-1.8
2	0.5	1/2	BPSK	1.2
3	1.0	1/2	QPSK	4.2
4	1.5	3/4	QPSK	6.8
5	2.0	1/2	16 QAM	10.1
6	2.5	5/8	16 QAM	11.7
7	3.0	3/4	16 QAM	13.2
8	3.5	7/12	64 QAM	16.2
9	4.0	2/3	64 QAM	17.4
10	4.5	3/4	64 QAM	18.8
11	5.0	5/6	64 QAM	20.0
12	6.0	3/4	256 QAM	24.2
13	7.0	7/8	256 QAM	26.3

## 【0110】

非ゼロデータレートを有するサポート送信モードごとに、必要S N Rは特定のシステム設計（すなわち、該送信モードのシステムに使用されている特定コードレート、インタリーブスキームおよび変調スキームなど）に基づいて、かつAWGNチャネルに対して得られる。必要S N Rは、当業界において既知であるように、コンピュータシミュレーションおよび経験測定などによって得ることができる。ルックアップテーブルを使用して、サポート送信モードのセットとその必要S N Rを記憶することができる。

## 【0111】

広帯域固有モードごとの動作S N R、 $\gamma_{o.p.m}$  はルックアップテーブルに提供されてもよく、そしてこれは該広帯域固有モードの送信モード $q_m$ を提供する。この送信モード $q_m$ は、最高データレートと、動作S N R以下の必要S N R、 $\gamma_{r.e.q.m}$ （すなわち、 $\gamma_{r.e.q.m} \leq \gamma_{o.p.m}$ ）とを有するサポート送信モードである。従ってルックアップテーブルは、広帯域固有モードごとに、該広帯域固有モードの動作S N Rに基づいて最高可能データレートを選択する。

## 【0112】

## D. 送信電力の再割当て

図8のステップ820について、広帯域固有モードごとに過剰送信電力を判断および再分配し、性能を改善する、以下の用語を以下の説明に使用する。

## 【0113】

- ・アクティブ広帯域固有モード—非ゼロデータレートを有する広帯域固有モード（すなわち、表2の1から13のインデックスを有する送信モード）、
- ・飽和広帯域固有モード—最大データレートを有する広帯域固有モード（すなわち、インデックス13を有する送信モード）、
- ・不飽和広帯域固有モード—最大データレート未満の非ゼロデータレートを有するアクティブ広帯域固有モード（すなわち、1から12のインデックスを有する送信モード）。

## 【0114】



広帯域固有モードの動作SNRはルックアップテーブルの最小必要SNR未満であって  
もよい（すなわち、表2に示されている送信モードについて $\gamma_{o.p.,m} < -1.8 \text{ dB}$ ）  
。この場合、広帯域固有モードはシャットオフされてもよく（すなわち使用されない）、  
この広帯域固有モードの送信電力は他の広帯域固有モードに再分配されてもよい。

【0115】

アクティブ広帯域固有モードごとの選択送信モード $q_m$ は、動作SNR以下の必要SN  
R、 $\gamma_{req.,m}$ （すなわち $\gamma_{req.,m} \leq \gamma_{o.p.,m}$ ）と関連する。各アクティブ広帯  
域固有モードに必要な最小送信電力 $P_{req.,m}$ は以下のように計算することができる。

【数22】

【式22】

$$P_{req,m} = \frac{P_m \cdot \gamma_{req,m}}{\gamma_{op,m}}, \text{ for } m \in M$$

【0116】

必要送信電力は、（すなわち、表2のインデックス0を有する送信モードで）シャット  
オフされている広帯域固有モードごとにゼロ（ $P_{req.,m} = 0$ ）に等しい。

【0117】

広帯域固有モードごとの過剰電力 $P_{excess.,m}$ は、必要SNRを達成するのに必要  
な最小電力より大きい割当て電力量である（すなわち $P_{excess.,m} = P_m - P_{req.,m}$ ）  
。全広帯域固有モードの全過剰電力 $P_{excess}$ は以下のように計算すること  
ができる。

【数23】

$$P_{excess} = \sum_{m=1}^{N_s} (P_m - P_{req,m})$$

【0118】

全過剰電力 $P_{excess}$ は種々の方法で再分配することができる。例えば、全過剰電  
力 $P_{excess}$ は1つ以上の広帯域固有モードに再分配することができ、より高い総合  
スループットが達成される。一実施形態において、全過剰電力 $P_{excess}$ は一度に1  
つの不飽和広帯域固有モードに再分配され、最高データレートを有する最良広帯域固有  
モードから開始し、次に高いデータレートに広帯域固有モードを移動させる。別の実施形態  
において、全過剰電力 $P_{excess}$ は、最小送信電力量でデータレートの最高増加を達  
成することができる広帯域固有モードに再分配される。

【0119】

全広帯域固有モードが最高のデータレートで動作される場合、または残量過剰電力が広  
帯域固有モードのデータレートを増大させることができない場合、残量過剰電力は1つ、  
複数、または全アクティブ広帯域固有モードに再分配されて、これらの広帯域固有モード  
のSNRマージンを改善することができる。

【0120】

#### E. 送信モード調整

図8のステップ822について、広帯域固有モードごとの送信モードは外部ループから  
の情報に基づいて調整可能である。ダウンリンクおよびアップリンクの広帯域固有モード  
の選択送信モードは、図2について上述された技術を使用して調整可能である。例えば、  
過剰パケットエラーが所与の広帯域固有モードで受信されると、外部ループは送信モード  
調整を該広帯域固有モードに提供する。別の例として、受信SNRの稼動平均は広帯域固  
有モードごとに維持され、該広帯域固有モードのSNRマージンを計算するために使用す  
ることができる。所与の広帯域固有モードのSNRマージンが負である場合、広帯域固有  
モードの送信モードを次に低いデータレートに調整することができる。パケットが複数の  
広帯域固有モードに送信されると、不良SNRマージンを有する広帯域固有モードの送信

モードを、パケットエラーが検出されるたびに次に低いデータレートに調整することができる。いずれにしても、送信モード調整は、ステップ818で選択されたものより低いデータレートを有する別の送信モードの選択を目的としている。

【0121】

## II. MIMO-OFDMシステム

図9Aは、例示的TDD MIMO-OFDMシステムにおけるアクセスポイント510xおよびユーザ端末520xの実施形態のブロック図を示している。アクセスポイント510xは図5のアクセスポイント510のうちの1つであり、ユーザ端末520xはユーザ端末520のうちの1つである。図9Aはダウンリンク送信の処理を示している。この場合、アクセスポイント510xは図1の送信機110であり、ユーザ端末520xは受信機150である。

【0122】

ダウンリンク送信については、アクセスポイント510xにおいて、トラヒックデータがデータソース912からTXデータプロセッサ920に提供され、ここでトラヒックデータを $N_c$ 個のデータストリーム（ここで $N_c > 1$ ）に逆多重化する。トラヒックデータは複数のデータソースから入ってきてもよく（例えば、より高い層アプリケーションごとに1つのデータソース）、逆多重化を必要としなくてもよい。簡潔にするために、1つのデータソース912のみを図9Aに示す。TXデータプロセッサ920は、各データストリームを、該データストリームに対して選択された送信モードに従ってフォーマット化、符号化、インタリーブ化、変調およびスケーリングし、対応するスケーリング化変調シンボルストリームを提供する。データストリームごとのデータレート、符号化および変調はそれぞれ、コントローラ940によって提供されるデータレートコントロール、符号化コントロールおよび変調コントロールによって判断可能である。TXデータプロセッサ920は $N_c$ 個のスケーリング化変調シンボルストリームをTX空間プロセッサ928に提供する。

【0123】

TX空間プロセッサ928は選択送信スキームに基づいて $N_c$ 個のスケーリング化変調シンボルストリームを処理し、パイロットシンボルで多重化し、 $N_{a,p}$ 個の送信シンボルストリームを $N_{a,p}$ 個の送信機ユニット（TMTR）930a-930apに提供する。選択送信スキームは送信ダイバーシティ、空間多重化またはビームステアリングであってもよい。送信ダイバーシティは、複数のアンテナからおよび／または複数のサブバンドでデータを冗長的に送信することによって、ダイバーシティを得、信頼性を向上させることを伴う。時空間送信ダイバーシティ（STTD）は送信ダイバーシティに使用することができる。ビームステアリングは、主要固有モードの位相ステアリング情報を使用してフル電力での単一の（最良の）空間チャネルでデータを送信することを伴う。空間多重化は、複数の空間チャネルでデータを送信してより高いスペクトル効率を達成することを伴う。空間多重化のための空間処理を表1に示している。各送信機ユニット930はその送信シンボルストリームにOFDM処理を実行し、対応するOFDMシンボルストリームを提供し、これはさらに処理されて変調信号を生成する。そして送信機ユニット930a-930apからの $N_{a,p}$ 個の変調信号はそれぞれ、 $N_{a,p}$ 個のアンテナ932a-932apを介して送信される。

【0124】

ユーザ端末520xにおいて、 $N_{a,p}$ 個の送信信号は $N_{u,t}$ 個のアンテナ952a-952utの各々で受信され、各アンテナからの受信信号は関連受信機ユニット（RCVR）954に提供される。各受信機ユニット954はその受信信号を調整およびデジタル化し、1ストリームのサンプルを提供し、これはさらに処理されて受信シンボルの対応するストリームを提供する。受信機ユニット954a-954utは $N_{u,t}$ 個の受信シンボルストリームをRX空間プロセッサ962に提供し、これは（例えば、空間多重化について表1に示されているような）選択送信スキームに基づいて空間処理を実行する。RX空間プロセッサ962は $N_c$ 個の回復シンボルストリームを提供し、これらはアクセスポイ

ント510xによって送信された $N_c$ 個の変調シンボルストリームの推定である。次いで、RXデータプロセッサ964は選択送信モードに従って各回復シンボルストリームを復調、デインタリーブ化および復号化して、対応する復号化データストリームを提供し、これらはアクセスポイント510xによって送信されたデータストリームの推定である。RX空間プロセッサ962およびRXデータプロセッサ964による処理はそれぞれ、アクセスポイント510xにおいて、TX空間プロセッサ928およびTXデータプロセッサ920によって実行される処理に相補的である。

【0125】

チャネル推定器974はダウンリンクの1つ以上のチャネル特徴の推定を得、チャネル推定をコントローラ970に提供する。チャネル推定は、チャネル利得および雑音フロア $N_{0,u}$ などのものであってもよい。RXデータプロセッサ964は各受信データパケットのステータスを提供することができる。チャネル推定器974およびRXデータプロセッサ964から受信された種々のタイプの情報に基づいて、コントローラ970は、上記の技術を使用するダウンリンクの複数の並列チャネルの各々の送信モードを判断する。各並列チャネルは(上述のような)広帯域固有モード、あるいはサブバンドおよび固有モードの他の組み合わせに相当するものであってもよい。コントローラ970はフィードバック情報を提供し、これはダウンリンクの $N_c$ 個の選択送信モード、チャネル推定、端末雑音フロア、および受信データパケットのACKおよび/またはNAKなど、あるいはこれらの組み合わせを含んでいてもよい。フィードバック情報はTXデータプロセッサ978およびTX空間プロセッサ980によって処理され、ステアード基準によって多重化され、送信機ユニット954a-954uによって調整され、アンテナ952a-952uを介してアクセスポイント510xに送信される。

【0126】

アクセスポイント510xにおいて、ユーザ端末520xからの $N_{u,t}$ 個の送信信号はアンテナ932aから932apで受信され、受信機ユニット930a-930apによって調整され、RX空間プロセッサ934およびRXデータプロセッサ936によって処理されて、ユーザ端末520xによって送られたフィードバック情報を回復する。次いで、フィードバック情報はコントローラ940に提供され、ユーザ端末520xに送られた $N_c$ 個のデータストリームの処理をコントロールするために使用される。例えば、各ダウンリンクデータストリームのデータレート、符号化および変調は、ユーザ端末520xによって選択された送信モードに基づいて判断可能である。受信ACK/NAKを使用して、ユーザ端末520xによって誤受信された各データパケットの完全再送信または増分送信のいずれかを開始することができる。増分送信については、誤受信されたデータパケットの小部分が送信されて、ユーザ端末520xはパケットを回復することができる。

【0127】

チャネル推定器944は受信ステアード基準に基づいてチャネル利得推定を得る。チャネル利得推定はコントローラ940に提供され、(場合によってはユーザ端末の雑音フロア $N_{0,u}$ 推定と共に)、ダウンリンクの送信ウェイトを導出するために使用される。コントローラ940はデータレートコントロールをデータソース912およびTXデータプロセッサ920に提供する。コントローラ940はさらに、符号化および変調コントロールと、送信ウェイトとをTXデータプロセッサ920に提供する。ダウンリンク送信のチャネル推定および送信モード選択は上述のように実行可能である。

【0128】

コントローラ940および970はそれぞれ、アクセスポイント510xおよびユーザ端末520xの動作を方向づけている。メモリユニット942および972はそれぞれ、コントローラ940および970によって使用されるプログラムコードおよびデータを記憶する。

【0129】

図9Bは、アップリンク送信のアクセスポイント510xおよびユーザ端末520xを示している。この場合、ユーザ端末520xは図1の送信機110であり、アクセスポイ

ント510xは受信機150である。アップリンク送信のチャネル推定および送信モード選択は上述のように実行可能である。アップリンク送信に関するアクセスポイント510xおよびユーザ端末520xでのデータ処理は、ダウンリンク送信に関する上述の処理に類似の方法で実行可能である。アップリンク送信に関するアクセスポイント510xおよびユーザ端末520xでの空間処理は表1に示されているように実行可能である。

【0130】

A. 送信機および受信機のサブシステム

明確にするために、ダウンリンク送信のアクセスポイント510xおよびユーザ端末520xでの処理について以下さらに詳細に説明する。

【0131】

図10は、アクセスポイント510xの送信機部分の実施形態である送信機サブシステム1000のブロック図を示している。この実施形態について、TXデータプロセッサ920は、デマルチプレクサ(Demux)1010と、 $N_C$ 個のエンコーダ1012a-1012sと、 $N_C$ 個のチャネルインタリーバ1014a-1014sと、 $N_C$ 個のシンボルマッピングユニット1016a-1016sと、 $N_C$ 個の信号スケーリングユニット1018a-1018sとを含んでいる(すなわち $N_C$ 個のデータストリームの各々につき1セットのエンコーダ、チャネルインタリーバ、シンボルマッピングユニットおよび信号スケーリングユニット)。デマルチプレクサ1010はトラヒックデータ(すなわち情報ビット)を $N_C$ 個のデータストリームに逆多重化し、ここで各データストリームはデータレートコントロールによって示されているデータレートで提供されている。デマルチプレクサ1010は、トラヒックデータがすでに $N_C$ 個のデータストリームとして提供されている場合には省略してもよい。

【0132】

各エンコーダ1012は、(符号化コントロールで示されているように)選択符号化スキームに基づいてそれぞれのデータストリームを受信および符号化し、コードビットを提供する。各データストリームは1つ以上のデータパケットを伝送し、各データパケットは一般的に個別に符号化され、符号化データパケットを得る。符号化はデータ送信の信頼性を高める。選択符号化スキームは、CRC符号化、畳込み符号化、ターボ符号化、およびブロック符号化などの組み合わせを含んでいてもよい。各エンコーダ1012からのコードビットはそれぞれのチャネルインタリーバ1014に提供され、これは特定のインタリーブ化スキームに基づいてコードビットをインタリーブする。インタリーブ化が送信モードに左右される場合、コントローラ940は(破線で示されているような)インタリーブコントロールをチャネルインタリーバ1014に提供する。インタリーブ化は、コードビットに時間、周波数および/または空間ダイバーシティを提供する。

【0133】

各チャネルインタリーバ1014からのインタリーブ化ビットはそれぞれのシンボルマッピングユニット1016に提供され、これは(変調コントロールによって示されているように)選択変調スキームに基づいてインタリーブ化ビットをマッピングし、変調シンボルを提供する。ユニット1016はB個のインタリーブ化ビットの各セットをグルーピングし、B-ビットバイナリ値( $B \geq 1$ )を形成し、さらに各B-ビット値を、選択変調スキーム(例えば、QPSK、M-PSKまたはM-QAMであり、ここでは $M = 2^B$ である)に基づいて特定の変調シンボルにマッピングする。各変調シンボルは選択変調スキームによって定義されている信号配置(signal constellation)における複素値である。次いで各シンボルマッピングユニット1016からの変調シンボルはそれぞれの信号スケーリングユニット1018に提供されて、これは変調シンボルを、 $k \in K$ となるような送信ウェイト $W_m(k)$ でスケーリングし、チャネル反転および電力分配を達成する。信号スケーリングユニット1018a-1018sは $N_C$ 個のスケーリング化変調シンボルストリームを提供する。

【0134】

各データストリームは、任意の数のサブバンド、送信アンテナおよび空間チャネル、お

よびこれらの組み合わせを含んでいてもよいそれぞれの並列チャネルで送信される。例えば、1つのデータストリームは、上述のように、各広帯域固有モードの全使用可能なサブバンドで送信可能である。TX空間プロセッサ928は、もしあれば $N_C$ 個のスケーリング化変調シンボルストリームに必要な空間処理を実行し、 $N_{a,p}$ 個の送信シンボルストリームを提供する。空間処理は表1に示されているように実行可能である。

【0135】

1つのデータストリームを（上述のような完全CSI-MIMOシステムに対する）各広帯域固有モードの全サブバンドで送信する送信スキームについては、エンコード1012と、チャネルインタリバ1014と、シンボルマッピングユニット1016と、信号スケーリングユニット1018の $N_S$ 個のセットを使用して、 $N_S$ 個のデータストリーム（ここで、フルランクチャネル応答行列について $N_C = N_S = N_{a,p} \leq N_{u,t}$ である）を処理して、 $N_{a,p}$ 個のスケーリング化変調シンボルストリームを提供することができる。次いでTX空間プロセッサ928は、表1に示されているように $N_{a,p}$ 個のスケーリング化変調シンボルストリームに空間処理を実行し、 $N_{a,p}$ 個の送信シンボルストリームを提供する。

【0136】

1つのデータストリームを（部分CSI-MIMOシステムに対する）各送信アンテナの全サブバンドで送信する送信スキームについて、エンコード1012と、チャネルインタリバ1014と、シンボルマッピングユニット1016と、信号スケーリングユニット1018の $N_{a,p}$ 個のセットを使用して、 $N_{a,p}$ 個のデータストリーム（ここで $N_C = N_{a,p}$ である）を処理して、 $N_{a,p}$ 個のスケーリング化変調シンボルストリームを提供することができる。次いでTX空間プロセッサ928は単に、送信シンボルストリームとして各スケーリング化変調シンボルストリームを通過させる。空間処理はこの送信スキームに対して実行されるのではないので、各送信シンボルは変調シンボルである。

【0137】

一般的に、TX空間プロセッサ928は、スケーリング化変調シンボルの適切な逆多重化および／または空間処理を実行し、データストリームごとに使用される並列チャネルの送信シンボルを得る。TX空間プロセッサ928はさらに、例えば時分割多重化（TDM）や符号分割多重化（CDM）を使用して、パイロットシンボルを送信シンボルで多重化する。パイロットシンボルは、トラヒックデータを送信するのに使用されるサブバンド／固有モードのすべてまたはサブセットで送ることができる。TX空間プロセッサ928は $N_{a,p}$ 個の送信シンボルストリームを $N_{a,p}$ 個の送信機ユニット930a-930apに提供する。

【0138】

各送信機ユニット930はそれぞれの送信シンボルストリームにOFDM処理を実行し、対応する変調信号を提供する。OFDM処理は一般的に、（1） $N_F$ ポイント逆高速フーリエ変換（IFFT）を使用して $N_F$ 個の送信シンボルの各セットを時間ドメインに変換して、 $N_F$ 個のサンプルを含む「変換」シンボルを得ることと、（2）各変換シンボルの一部を反復して、 $N_F + N_{c,p}$ 個のサンプルを含むOFDMシンボルを得ることとを含んでいる。反復部分は巡回語頭と称され、 $N_{c,p}$ は反復されたサンプル数を示している。OFDMシンボルはさらに送信機ユニット930によって処理されて（例えば、1つ以上のアナログ信号に変換され、増幅され、フィルタリングされ、かつ周波数アップコンバートされて）変調信号を生成する。送信機サブシステム1000の他の設計もまた実現可能であり、本発明の範囲内である。

【0139】

コントローラ940は、ダウンリンクおよびアップリンクの閉ループレートコントロールに関する種々の機能（例えば、アップリンクの送信モード選択とダウンリンクの送信ウェイト計算）を実行可能である。アップリンク送信については、コントローラ940は図8のプロセス800を実行することができ、アップリンクの複数の並列チャネルの各々の送信モードを選択する。コントローラ940内で、電力割当てユニット1042は全送信

電力 $P_{total, up}$ を、(例えば、アクセスポイントのチャネル利得推定 $\hat{\sigma}_m(k)$ と雑音フロア推定 $N_{0, ap}$ とに基づいて)複数の並列チャネルに分配する。チャネル反転ユニット1044は並列チャネルごとにチャネル反転を実行する。送信モード(TM)選択器1046は並列チャネルごとに適切な送信モードを選択する。メモリユニット942は、(例えば表2に示されているように)サポート送信モードのルックアップテーブル1048およびその必要SNRを記憶することができる。ダウンリンク送信については、コントローラ940はまた図8のプロセス800を実行し、各広帯域固有モードのサブバンドごとに送信電力を判断することができ、ダウンリンクでの送信前に変調シンボルをスケールリングするために使用される送信ウェイトを計算する。

#### 【0140】

図11は、ユーザ端末520xの受信機部分の実施形態である受信機サブシステム1100のブロック図を示している。アクセスポイント510xからの $N_{ap}$ 個の送信信号はアンテナ952a-952uで受信され、各アンテナからの受信信号はそれぞれの受信機ユニット954に提供される。各受信機ユニット954はその受信信号を調整およびデジタル化し、1ストリームのサンプルを得、さらにそのサンプルにOFDM処理を実行する。受信機でのOFDM処理は一般的に、(1)各受信OFDMシンボルの巡回語頭を除去して受信変換シンボルを得ることと、(2)高速フーリエ変換(FFT)を使用して各受信変換シンボルを周波数ドメインに変換し、 $N_F$ 個のサブバンドに対して1セットの $N_F$ 個の受信シンボルを得ることとを含んでいる。受信シンボルは、アクセスポイント510xによって送られた送信シンボルの推定である。受信機ユニット954a-954uは $N_u$ 個の受信シンボルストリームをRX空間プロセッサ962に提供する。

#### 【0141】

RX空間プロセッサ962は $N_u$ 個の受信シンボルストリームに空間または時空間処理を実行し、 $N_c$ 個の回復シンボルストリームを提供する。RX空間プロセッサ962は、(これもまたチャネル相関行列反転(CDMI)等化器と称される)線形ゼロフォーシング(ZF)等化器、最小2乗平均誤差(MMSE)等化器、MMSE線形等化器(MMSE-LE)、判定帰還形等化器(DFE)、または他の等化器を実現することができる。

#### 【0142】

RXデータプロセッサ964はRX空間プロセッサ962から $N_c$ 個の回復シンボルストリームを受信する。各回復シンボルストリームはそれぞれのシンボルデマッピングユニット1132に提供され、これは、コントローラ970によって提供される復調コントロールによって示されているように、該ストリームに使用される変調スキームに従って回復シンボルを復調する。各シンボルデマッピングユニット1132からの復調データストリームは、該データストリームのアクセスポイント510xで実行されるのに相補的な方法で関連チャネルデインタリーバ1134によってデインタリービングされる。インタリービング化が送信モードに左右される場合、コントローラ970は、破線で示されているように、デインタリービングコントロールをチャネルデインタリーバ1134に提供する。各チャネルデインタリーバ1134からのデインタリービングデータは、コントローラ970によって提供された復号化コントロールによって示されているように、アクセスポイント510xで実行されるのに相補的な方法で関連デコーダ1136によって復号される。例えば、ターボまたは畳込み符号化がそれぞれアクセスポイント510xで実行される場合、ターボデコーダまたはビットビデコーダをデコーダ1136に使用することができる。デコーダ1136はまた、(例えば、パケットが正確に受信されたか誤受信されたかを示す)各受信データパケットのステータスを提供することができる。デコーダ1136はさらに、誤って復号化されたパケットの復調データを記憶することができ、このデータは次の増分送信からの追加データと組み合わせられて復号化されることが可能である。

#### 【0143】

図11に示されている実施形態において、チャネル推定器974は、(例えば受信パイロットシンボルに基づいて)ユーザ端末520xのチャネル応答および雑音フロアを推定

し、チャネル推定をコントローラ970に提供する。コントローラ970は、ダウンリンクおよびアップリンク双方の閉ループレートコントロールに関する種々の機能（例えば、ダウンリンクの送信モード選択およびアップリンクの送信ウェイト計算）を実行する。ダウンリンク送信については、コントローラ970は図8のプロセス800を実行可能である。コントローラ970内で、電力割当てユニット1172は、（例えば、ユーザ端末のチャネル利得推定 $\sigma^2_m(k)$ および雑音フロア $N_{0,u}$ 推定に基づいて）全送信電力 $P_{total, dn}$ を複数の並列チャネルに分配する。チャネル反転ユニット1174は複数の並列チャネルの各々のチャネル反転を実行する。送信モード(TM)選択器1176は並列チャネルごとに適切な送信モードを選択する。メモリユニット972は、（例えば表2に示されているように）サポート送信モードのルックアップテーブル1178とその必要SNRとを記憶することができる。コントローラ970はダウンリンクの $N_c$ 個の並列チャネルに対して $N_c$ 個の選択送信モードを提供し、これらはアクセスポイント510xに送られるフィードバック情報の一部であってもよい。アップリンク送信については、コントローラ970はまた図8のプロセス800を実行して、各広帯域固有モードのサブバンドごとに送信電力を判断することができ、アップリンクでの送信前に変調シンボルをスケールリングするのに使用される送信ウェイトを計算する。

【0144】

明確にするために、送信機サブシステム1000はアクセスポイント510xについて説明されており、受信機サブシステム1100はユーザ端末520xについて説明されている。送信機サブシステム1000はまたユーザ端末520xの送信機部分に使用可能であり、受信機サブシステム1100はまたアクセスポイント510xの受信機部分に使用可能である。

【0145】

#### B. ダウンリンクおよびアップリンクレートコントロール

図12Aは、図6に示されているデータ構造に基づいてダウンリンクの閉ループレートコントロールを実行するためのプロセスを示している。BCH PDUが各TDDフレームの第1のセグメントで送信され（図6参照）、ユーザ端末によって使用されてダウンリンクを推定およびトラッキングすることができるMIMOパイロットを含んでいる。ステアード基準もまた、ユーザ端末に送られたFCH PDUのプリアンブルで送ることができる。ユーザ端末はMIMOパイロットおよび／またはステアード基準に基づいてダウンリンクを推定し、ダウンリンクの広帯域固有モードごと（すなわち並列チャネルごと）に、（最高サポートデータレートを有する）適切な送信モードを選択する。次いで、ユーザ端末はこれらの送信モードを、ダウンリンクの「提案」送信モードとして、アクセスポイントに送られたRCH PDUで送る。

【0146】

アクセスポイントはユーザ端末から提案送信モードを受信し、次の（複数の）TDDフレームのダウンリンクでデータ送信をスケジューリングする。アクセスポイントはダウンリンクの送信モードを選択し、これは、システムローディングおよび他の要因によって、ユーザ端末から受信された送信モードまたは（より低いデータレートを有する）他の送信モードであってもよい。アクセスポイントはFCHで、（ダウンリンク送信のためにアクセスポイントで選択された送信モードを含む）ユーザ端末の割当て情報を送る。次いで、アクセスポイントは、選択送信モードを使用して、FCHのデータをユーザ端末に送信する。ユーザ端末は割当て情報を受信し、アクセスポイントによって選択された送信モードを得る。次いで、ユーザ端末は選択送信モードに従ってダウンリンク送信を処理する。図12Aに示されている実施形態について、ユーザ端末によるチャネル推定および送信モード選択と、ダウンリンク送信のこれらの送信モードの使用との間の遅延は一般的にTDDフレーム1つ分であるが、アプリケーション、システム構成および他の要因によって異なってもよい。

【0147】

図12Bは、図6に示されているフレーム構造に基づいてアップリンクの閉ループレ

トコントロールを実行するためのプロセスを示している。ユーザ端末は、FCH/RCHリソースが割当てられると、システムアクセス時のRACHおよびRCHでステアード基準を送信する(図6参照)。アクセスポイントは受信ステアード基準に基づいてアップリンクを推定し、アップリンクの広帯域固有モードごとに適切な送信モードを選択する。アクセスポイントは、(アップリンク送信について選択された送信モードを含む)ユーザ端末の割当て情報をFCHで送る。ユーザ端末は、選択送信モードを使用してデータをRCHでアクセスポイントに送る。アクセスポイントは選択送信モードに従ってアップリンク送信を処理する。

【0148】

ここに説明されている閉ループプレートコントロール技術は種々の方法で実現可能である。例えば、これらの技術は、ハードウェア、ソフトウェアまたはこれらの組み合わせによって実現可能である。ハードウェアでの実現について、送信機および受信機(例えばコントローラ940および970)で閉ループプレートコントロールに使用される要素は、1つ以上の特定用途向け集積回路(ASIC)、デジタル信号プロセッサ(DSP)、デジタル信号処理装置(DSPD)、プログラマブル論理装置(PLD)、フィールドプログラマブルゲートアレイ(FPGA)、プロセッサ、コントローラ、マイクロコントローラ、マイクロプロセッサ、ここで説明されている機能を実行するように設計されている他の電子ユニット、またはこれらの組み合わせによって実現可能である。

【0149】

ソフトウェアでの実現について、閉ループプレートコントロールの部分は、ここで説明されている機能を実行するモジュール(例えば手順および機能など)によって実現可能である。ソフトウェアコードはメモリユニット(例えば、図9Aおよび9Bのメモリユニット942または972)に記憶されて、プロセッサ(例えばコントローラ940または970)によって実行されてもよい。メモリユニットはプロセッサ内部またはプロセッサの外部で実現可能であり、この場合、当業界において既知であるように種々の手段を介してプロセッサに連通的に接続可能である。

【0150】

見出しは参照のためにここに含まれており、特定のセクションを配置することを支援している。これらの見出しは、その下に説明されている概念の範囲を制限するためのものではなく、これらの概念は明細書全体の他のセクションの適用可能性を有していてもよい。

【0151】

開示されている実施形態の上記説明によって、当業者は本発明を成しまたは使用することができる。これらの実施形態の種々の変形は当業者にとって容易に明らかであり、ここに定義されている一般原理は本発明の主旨または範囲から逸脱することなく他の実施形態にも適用可能である。従って、本発明はここに説明されている実施形態に制限されることなく、ここに開示されている原理および新規の特徴に矛盾しない広範囲を許容することができる。

【図面の簡単な説明】

【0152】

【図1】  $N_c$  個の並列チャネルの閉ループプレートコントロールを有するマルチチャネル通信システムにおける送信機および受信機を示す図である。

【図2】 閉ループプレートコントロール機構を示す図である。

【図3】 閉ループプレートコントロールによって選択された  $N_c$  個の送信モードを使用して、  $N_c$  個のデータストリームを  $N_c$  個の並列チャネルで送信する例示的过程を示す図である。

【図4】 外部ループの例示的过程を示す図である。

【図5】 例示的TDD MIMO-OFDMシステムを示す図である。

【図6】 TDD MIMO-OFDMシステムにおいて使用されているフレーム構造を示す図である。

【図7】 TDD MIMO-OFDMシステムにおけるダウンリンクおよびアップリンク



で、複数の広帯域固有モードで複数のデータストリームを送信するためのプロセスを示す図である。

【図8】 $N_S$  個の広帯域固有モードの $N_S$  個の送信モードを選択するためのプロセスを示す図である。

【図9A】ダウンリンクおよびアップリンク送信用の、TDD MIMO-OFDMシステムにおけるアクセスポイントおよび端末を示す図である。

【図9B】ダウンリンクおよびアップリンク送信用の、TDD MIMO-OFDMシステムにおけるアクセスポイントおよび端末を示す図である。

【図10】送信機サブシステムを示す図である。

【図11】受信機サブシステムを示す図である。

【図12A】ダウンリンクおよびアップリンクの閉ループプレートコントロールの例示的タイミング図を示す図である。

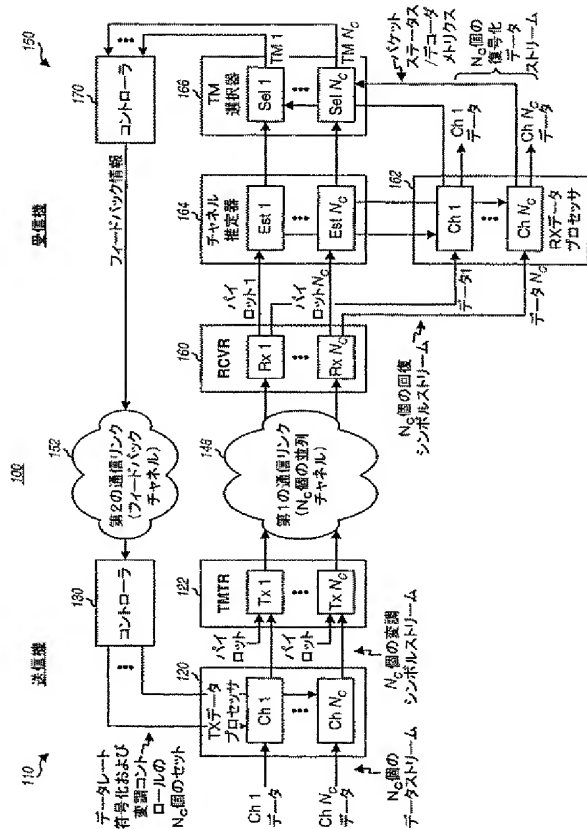
【図12B】ダウンリンクおよびアップリンクの閉ループプレートコントロールの例示的タイミング図を示す図である。

【符号の説明】

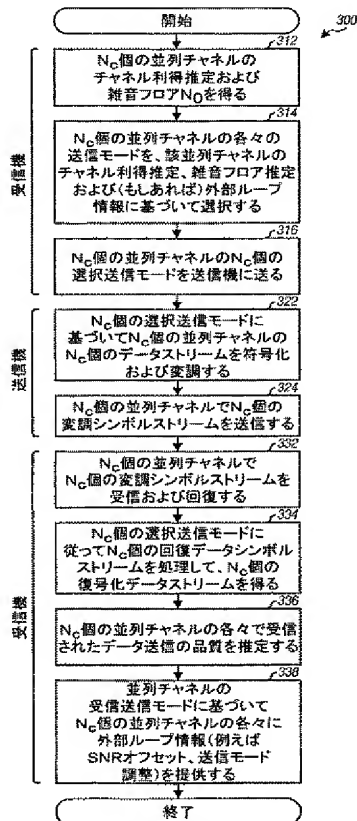
【0153】

100…マルチチャネル通信システム、110…送信機、120…TXデータプロセッサ、122…送信機ユニット、130…コントローラ、148…第1の通信リンク、150…受信機、152…第2の通信リンク、160…受信機ユニット、162…受信機(RX)データプロセッサ、164…チャネル推定器、166…TM選択器、170…コントローラ、172…品質推定器、174…選択器、176…ルックアップテーブル(LUT)、200…閉ループプレートコントロール機構、210…内部ループ、220…外部ループ、500…TDD MIMO-OFDMシステム、510…アクセスポイント(AP)、520…ユーザ端末(UT)、610…BCHセグメント、612…BCHプロトコルデータユニット(PDU)、614…標識パイロット、616…MIMOパイロット、618…BCHメッセージ、620…FCHセグメント、630…FCHセグメント、632…FCH PDU6、634…ステアード基準、636…データパケット、640…RCHセグメント、646…データパケット、650…RACHセグメント、654…パイロット、656…メッセージ、912…データソース、920…TXデータプロセッサ、928…TX空間プロセッサ、930…送信機ユニット(TMTR)、940…コントローラ、932…アンテナ、942…メモリユニット、954…受信機ユニット、962…RX空間プロセッサ、964…RXデータプロセッサ、970…コントローラ、974…チャネル推定器、978…TXデータプロセッサ、980…TX空間プロセッサ、1000…送信機サブシステム、1010…デマルチプレクサ(Demux)、1012…エンコーダ、1014…チャネルインタリーバ、1016…シンボルマッピングユニット、1018…信号スケーリングユニット、1042…信号スケーリングユニット、1044…チャネル反転ユニット、1100…受信機サブシステム、1132…シンボルデマッピングユニット、1134…チャネルデインタリーバ、1136…デコーダ、1172…電力割当てユニット、1174…チャネル反転ユニット、1176…送信モード(TM)選択器

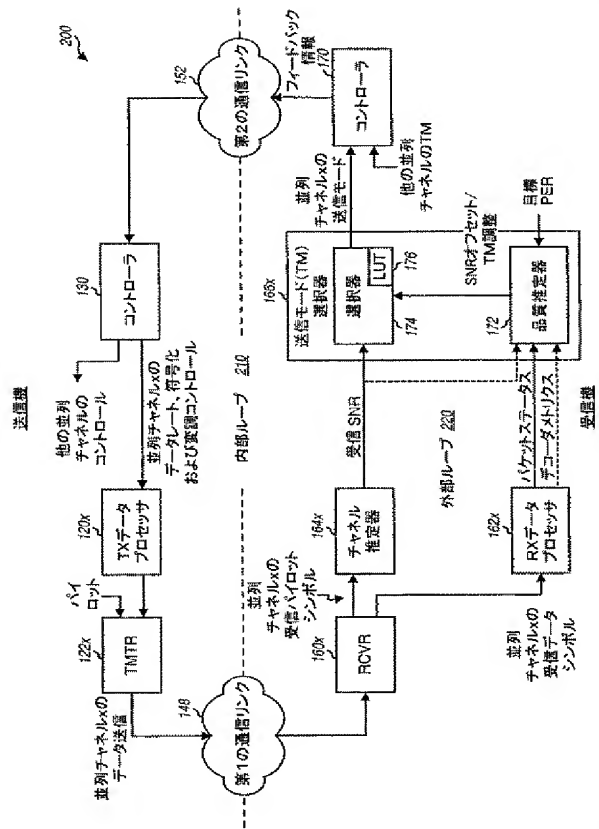
【図1】



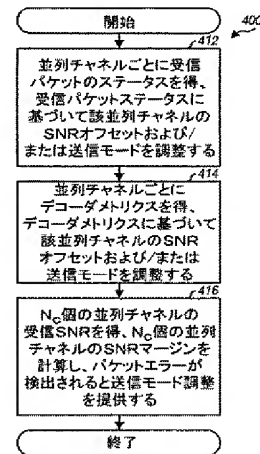
【図3】



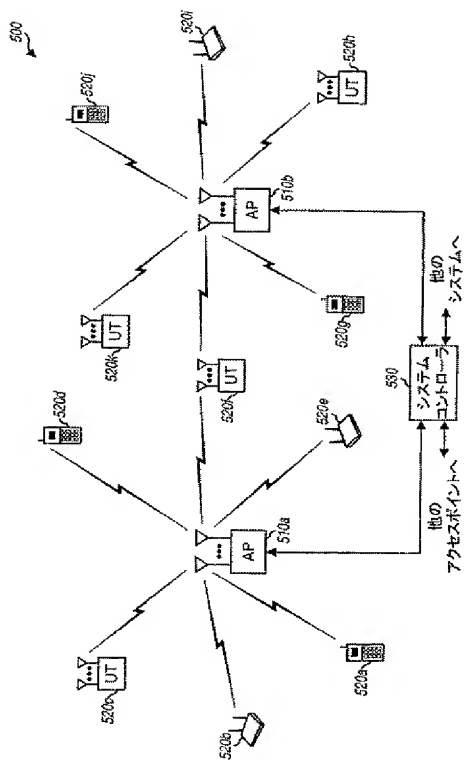
【図2】



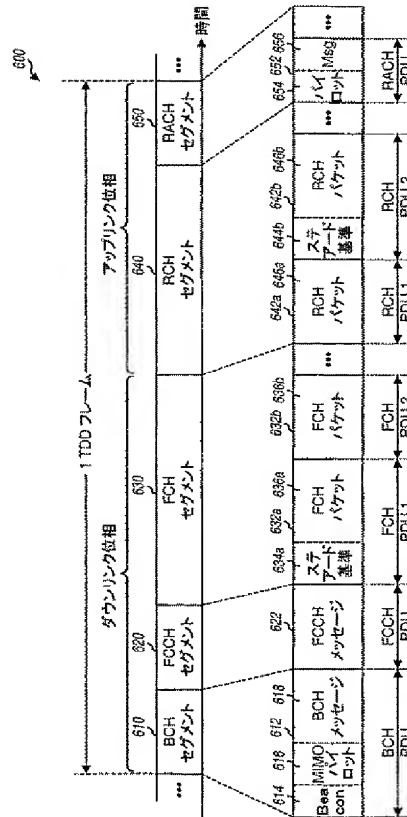
【図4】



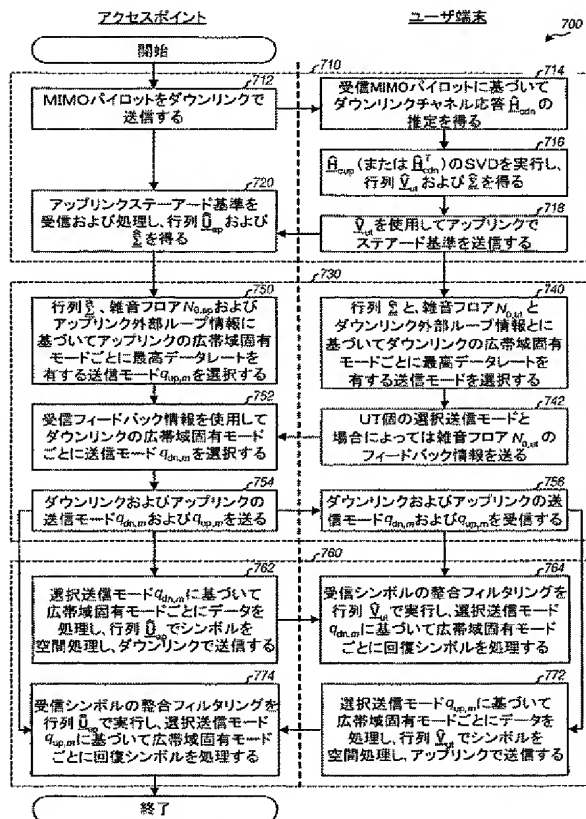
【図5】



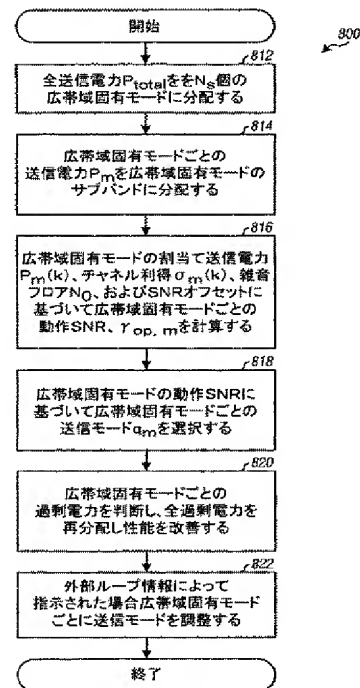
【図6】



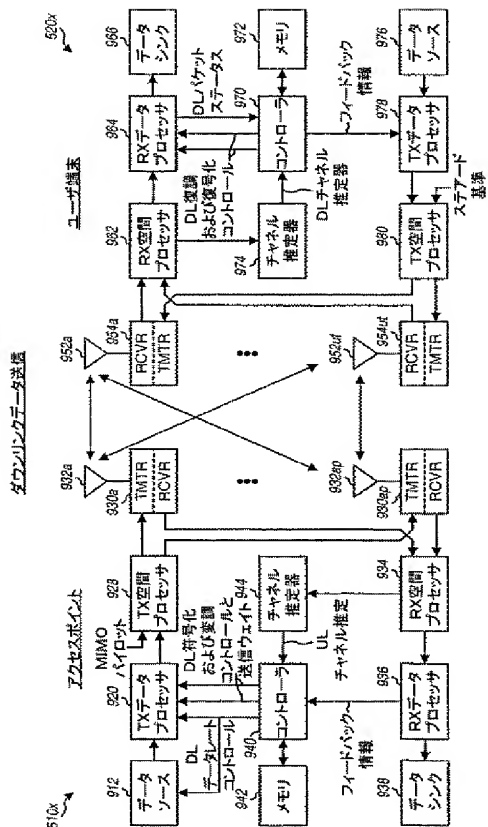
【図7】



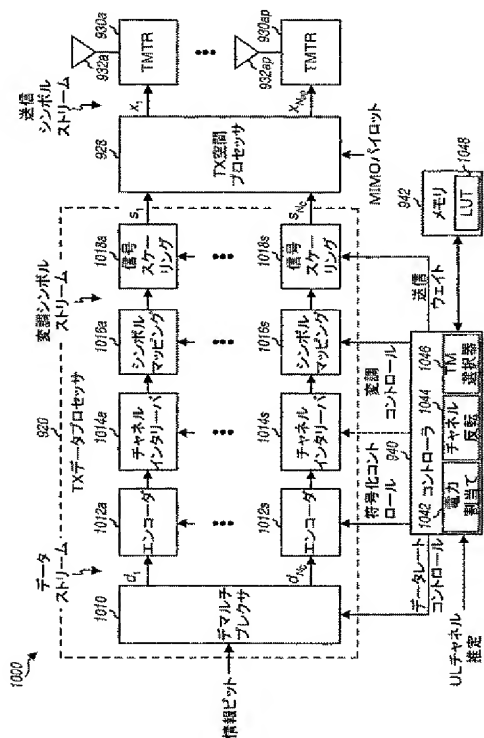
【図8】



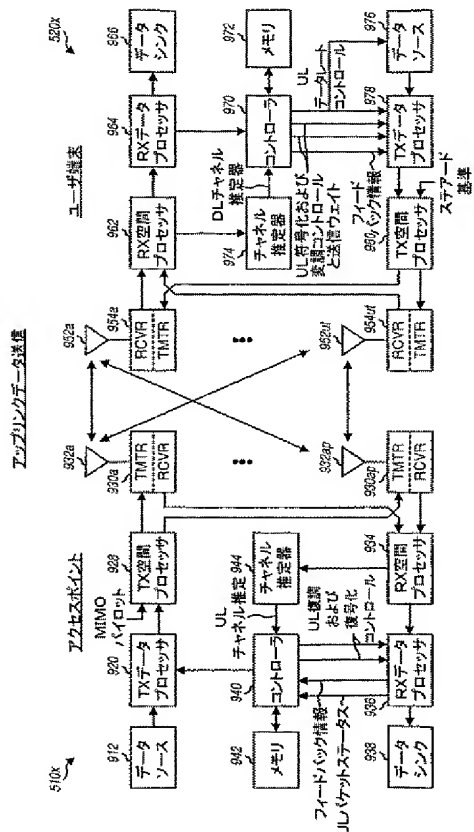
【図9A】



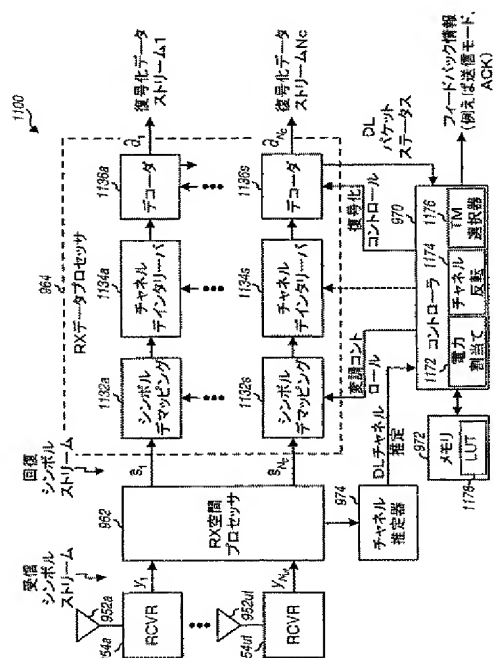
【図10】



【図9B】



【図11】





## INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International Application No PCT/US 03/34570		
<b>A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER</b> IPC 7 H04L1/00  According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC		
<b>B. FIELDS SEARCHED</b> Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols) IPC 7 H04L  Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched  Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practical, search terms used) EPO-Internal, WPI Data, PAJ, INSPEC, COMPENDEX		
<b>C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT</b>		
Category *	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
X	KOUSA M A ET AL: "MULTICHANNEL ADAPTIVE SYSTEM" IEE PROCEEDINGS I. SOLID- STATE & ELECTRON DEVICES, INSTITUTION OF ELECTRICAL ENGINEERS, STEVENAGE, GB, vol. 140, no. 5, PART 1, 1 October 1993 (1993-10-01), pages 357-364, XP000403498 ISSN: 0956-3776	1-11, 13-50
Y	section 2.2  figure 1	12,51-63
Y	US 2002/126803 A1 (JONSSON RAGNAR H ET AL) 12 September 2002 (2002-09-12) paragraphs '0103!-'0107!,'0112!,'0113!  -/-	12,51-63
<input checked="" type="checkbox"/> Further documents are listed in the continuation of box C. <input checked="" type="checkbox"/> Patent family members are listed in annex.		
* Special categories of cited documents: *A* document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance *E* earlier document but published on or after the international filing date *L* document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified) *O* document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means *P* document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed *T* later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention *X* document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone *Y* document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art. *Z* document member of the same patent family		
Date of the actual completion of the international search		Date of mailing of the international search report
8 June 2004		17/06/2004
Name and mailing address of the ISA European Patent Office, P.B. 5818 Patentlaan 2 NL - 2280 HV Rijswijk Tel. (+31-70) 340-2040, Tx. 31 651 epo nl, Fax (+31-70) 340-3016		Authorized officer  Shigliotti, L

## INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International Application No.  
PCT/US 03/34570

C.(Continuation) DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT		
Category *	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
X	<p>EP 1 207 645 A (LUCENT TECHNOLOGIES INC) 22 May 2002 (2002-05-22)</p> <p>paragraphs '0001!', '0016!', '0020!'-'0022!', '0025!', '0030! claim 23 figures</p>	<p>1-3, 8, 24-30, 33, 34, 36-38, 41, 45, 47, 48, 50, 51</p>
X	<p>EP 0 991 221 A (LUCENT TECHNOLOGIES INC) 5 April 2000 (2000-04-05)</p> <p>paragraphs '0013!', '0027!', '0033! -----</p>	<p>1-3, 8, 24-30, 33, 34, 36-38, 41, 45, 47, 48, 50, 51</p>

## INTERNATIONAL SEARCH REPORT

Information on patent family members

International Application No.

PCT/US 03/34570

Patent document cited in search report		Publication date		Patent family member(s)	Publication date
US 2002126803	A1	12-09-2002	EP	1360823 A1	12-11-2003
			WO	02063857 A1	15-08-2002
EP 1207645	A	22-05-2002	CA	2361886 A1	16-05-2002
			CN	1354610 A	19-06-2002
			EP	1207645 A1	22-05-2002
			JP	2002217752 A	02-08-2002
EP 0991221	A	05-04-2000	US	6292917 B1	18-09-2001
			CA	2279098 A1	30-03-2000
			EP	0991221 A2	05-04-2000
			JP	3504895 B2	08-03-2004
			JP	2000134179 A	12-05-2000



(81)指定国 AP(GH, GM, KE, LS, MW, MZ, SD, SL, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), EA(AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, RU, TJ, TM), EP(AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HU, IE, IT, LU, MC, NL, PT, RO, SE, SI, SK, TR), OA(BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, ML, MR, NE, SN, TD, TG), AE, AG, AL, AM, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BR, BY, BZ, CA, CH, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, HR, HU, ID, IL, IN, IS, JP, KE, KG, KP, KR, KZ, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LV, MA, MD, MG, MK, MN, MW, MX, MZ, NI, NO, NZ, OM, PG, PH, PL, PT, RO, RU, SC, SD, SE, SG, SK, SL, SY, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, UZ, VC, VN, YU, ZA, ZM, ZW

(74)代理人 100075672

弁理士 峰 隆司

(74)代理人 100109830

弁理士 福原 淑弘

(74)代理人 100095441

弁理士 白根 俊郎

(74)代理人 100084618

弁理士 村松 貞男

(74)代理人 100103034

弁理士 野河 信久

(74)代理人 100092196

弁理士 橋本 良郎

(74)代理人 100100952

弁理士 風間 鉄也

(72)発明者 ワルトン、ジェイ．・ロドニー

アメリカ合衆国、マサチューセッツ州 01741、カーリスル、ハイウッズ・レーン 85

(72)発明者 ウォーレス、マーク・エス．

アメリカ合衆国、マサチューセッツ州 01730、ベッドフォード、マデル・レーン 4

(72)発明者 ケッチャム、ジョン・ダブリュ．

アメリカ合衆国、マサチューセッツ州 01451、ハーバード、キャンドルベリー・レーン 37

(72)発明者 ハワード、スティーブン・ジェイ．

アメリカ合衆国、マサチューセッツ州 01721、アシュランド、ヘリテージ・アベニュー 75

F ターム(参考) 5K014 AA01 CA06 DA06 FA01 FA12 GA01

5K034 AA02 DD01 EE11 MM08

5K067 AA13 BB21 CC02 CC04 CC08 DD17 DD23 DD25 DD27 DD43

DD51 EE02 EE10 GG01 GG08 GG11 HH22 HH23 LL11

(19) World Intellectual Property  
Organization  
International Bureau



(43) International Publication Date  
6 May 2004 (06.05.2004)

PCT

(10) International Publication Number  
**WO 2004/038986 A2**

(51) International Patent Classification<sup>7</sup>: **H04L 1/00**  
(21) International Application Number:  
PCT/US2003/034570

(22) International Filing Date: 24 October 2003 (24.10.2003)

(25) Filing Language: English

(26) Publication Language: English

(30) Priority Data:  
60/421,309 25 October 2002 (25.10.2002) US  
10/448,801 31 May 2003 (31.05.2003) US

(71) Applicant: **QUALCOMM INCORPORATED** [US/US];  
5775 Morehouse Drive, San Diego, CA 92121 (US).

(72) Inventors: **WALTON, Jay, Rodney**; 85 Highwoods  
Lane, Carlisle, MA 01741 (US). **WALLACE, Mark, S.**;  
4 Madel Lane, Bedford, MA 01730 (US). **KETCHUM,**  
**John, W.**; 37 Candleberry Lane, Harvard, MA 01451 (US).  
**HOWARD, Steven, J.**; 75 Heritage Avenue, Ashland, MA  
01721 (US).

(74) Agents: **WADSWORTH, Philip, R.** et al.; QUALCOMM  
Incorporated, 5775 Morehouse Drive, San Diego, CA  
92121 (US).

(81) Designated States (*national*): AE, AG, AL, AM, AT, AU,  
AZ, BA, BB, BG, BR, BY, BZ, CA, CH, CN, CO, CR, CU,  
CZ, DE, DK, DM, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE,  
GH, GM, HR, HU, ID, IL, IN, IS, JP, KE, KG, KP, KR,  
KZ, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LV, MA, MD, MG, MK,  
MN, MW, MX, MZ, NI, NO, NZ, OM, PG, PH, PL, PT,  
RO, RU, SC, SD, SE, SG, SK, SL, SY, TJ, TM, TN, TR,  
TT, TZ, UA, UG, UZ, VC, VN, YU, ZA, ZM, ZW.

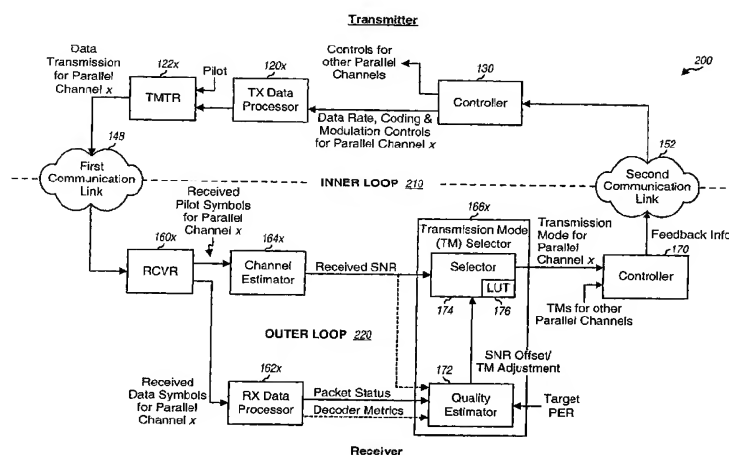
(84) Designated States (*regional*): ARIPO patent (GH, GM,  
KE, LS, MW, MZ, SD, SL, SZ, TZ, UG, ZM, ZW),  
Eurasian patent (AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, RU, TJ, TM),  
European patent (AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE,  
ES, FI, FR, GB, GR, HU, IE, IT, LU, MC, NL, PT, RO,  
SE, SI, SK, TR), OAPI patent (BF, BJ, CF, CG, CI, CM,  
GA, GN, GQ, GW, ML, MR, NE, SN, TD, TG).

**Published:**

— without international search report and to be republished  
upon receipt of that report

For two-letter codes and other abbreviations, refer to the "Guid-  
ance Notes on Codes and Abbreviations" appearing at the begin-  
ning of each regular issue of the PCT Gazette.

(54) Title: CLOSED-LOOP RATE CONTROL FOR A MULTI-CHANNEL COMMUNICATION SYSTEM



(57) Abstract: Closed-loop rate control for data transmission on multiple parallel channels is provided. An inner loop estimates the channel conditions for a communication link and selects a suitable data rate for each of the multiple parallel channels based on the channel estimates. For each parallel channel, a received SNR is computed based on the channel estimates, an operating SNR is computed based on the received SNR and an SNR offset for the parallel channel, and the data rate is selected based on the operating SNR for the parallel channel and a set of required SNRs for a set of data rates supported by the system. An outer loop estimates the quality of data transmissions received on the multiple parallel channels and adjusts the operation of the inner loop. For example, the SNR offset for each parallel channel is adjusted based on the status of packets received on that parallel channel.

# **CLOSED-LOOP RATE CONTROL FOR A MULTI-CHANNEL COMMUNICATION SYSTEM**

## **BACKGROUND**

### **I. Field**

[1001] The present invention relates generally to data communication, and more specifically to techniques for performing rate control for data transmission on multiple parallel channels in a multi-channel communication system.

### **II. Background**

[1002] A multi-channel communication system utilizes multiple “parallel channels” for data transmission. These parallel channels may be formed in the time domain, frequency domain, spatial domain, or a combination thereof. For example, the multiple parallel channels may be formed by different time slots in a time division multiplex (TDM) communication system, different frequency subbands in a frequency division multiplex (FDM) communication system, different disjoint sets of subbands in an orthogonal frequency division multiplex (OFDM) communication system, or different spatial channels in a multiple-input multiple-output (MIMO) communication system. TDM, FDM, OFDM, and MIMO systems are described in further detail below.

[1003] The multiple parallel channels may experience different channel conditions (e.g., different fading, multipath, and interference effects) and may achieve different signal-to-noise ratios (SNRs). The SNR of a parallel channel determines its transmission capability, which is typically quantified by a particular data rate that may be reliably transmitted on the parallel channel. If the SNR varies from parallel channel to parallel channel, then the supported data rate would also vary from channel to channel. Moreover, since the channel conditions typically vary with time, the data rates supported by the multiple parallel channels also vary with time.

[1004] Rate control is a major challenge in a multi-channel communication system that experiences continually varying channel conditions. Rate control entails controlling the data rate of each of the multiple parallel channels based on the channel conditions. The goal of the rate control should be to maximize the overall throughput

on the multiple parallel channels while meeting certain quality objectives, which may be quantified by a particular packet error rate (PER) or some other criterion.

[1005] There is therefore a need in the art for techniques to effectively perform rate control for multiple parallel channels having varying SNRs.

## SUMMARY

[1006] Techniques for performing closed-loop rate control for data transmission on multiple parallel channels are described herein. Closed-loop rate control may be achieved with one or multiple loops. An inner loop estimates the channel conditions for a communication link and selects a suitable data rate for each of the multiple parallel channels (e.g., to achieve high overall throughput). An outer loop (which is optional) estimates the quality of the data transmissions received on the multiple parallel channels and adjusts the operation of the inner loop.

[1007] For the inner loop, channel estimates are initially obtained for the multiple parallel channels (e.g., based on received pilot symbols). The channel estimates may include channel gain estimates for multiple subbands of each parallel channel, an estimate of the noise floor at the receiver, and so on. A suitable "transmission mode" is then selected for each parallel channel based on (1) the transmit power allocated to the parallel channel, (2) the channel estimates for the parallel channel, (3) an SNR offset provided by the outer loop for the parallel channel, and (4) other information provided by the outer loop. A transmission mode indicates, among other things, a specific data rate to use for a parallel channel. The SNR offset indicates the amount of back-off to use for the parallel channel and influences the selection of the transmission mode for the parallel channel. The other information from the outer loop may direct the inner loop to select a transmission mode with a data rate lower than that normally selected for the parallel channel, for example, if excessive packet errors are received for the parallel channel. The transmitter and receiver process data for each parallel channel in accordance with the transmission mode selected for that parallel channel.

[1008] For the outer loop, the receiver estimates the quality of the data transmissions received via the multiple parallel channels. For example, the receiver may determine the status of each received data packet (e.g., as good or bad, as described below), obtain decoder metrics for each data stream, estimate the received SNR for each parallel channel, and so on. The outer loop then adjusts the operation of the inner loop

for each parallel channel based on the estimated received quality for that parallel channel. For example, the outer loop may adjust the SNR offset for each parallel channel to achieve a target packet error rate (PER) for that parallel channel. The outer loop may also direct the inner loop to select a transmission mode with a lower data rate for a parallel channel if excessive packet errors are detected for that parallel channel.

[1009] Various aspects and embodiments of the invention are also described in further detail below.

### BRIEF DESCRIPTION OF THE DRAWINGS

[1010] The features, nature, and advantages of the present invention will become more apparent from the detailed description set forth below when taken in conjunction with the drawings in which like reference characters identify correspondingly throughout and wherein:

[1011] FIG. 1 shows a transmitter and a receiver in a multi-channel communication system with closed-loop rate control for  $N_C$  parallel channels;

[1012] FIG. 2 shows a closed-loop rate control mechanism;

[1013] FIG. 3 shows an exemplary process to transmit  $N_C$  data streams on  $N_C$  parallel channels using  $N_C$  transmission modes selected with closed-loop rate control;

[1014] FIG. 4 shows an exemplary process for the outer loop;

[1015] FIG. 5 shows an exemplary TDD MIMO-OFDM system;

[1016] FIG. 6 shows a frame structure used in the TDD MIMO-OFDM system;

[1017] FIG. 7 shows a process for transmitting multiple data streams on multiple wideband eigenmodes on the downlink and uplink in the TDD MIMO-OFDM system;

[1018] FIG. 8 shows a process for selecting  $N_S$  transmission modes for  $N_S$  wideband eigenmodes;

[1019] FIGS. 9A and 9B show an access point and a terminal in the TDD MIMO-OFDM system for downlink and uplink transmission, respectively;

[1020] FIG. 10 shows a transmitter subsystem;

[1021] FIG. 11 shows a receiver subsystem; and

[1022] FIGS. 12A and 12B show exemplary timing diagrams for closed-loop rate control for the downlink and uplink, respectively.

## DETAILED DESCRIPTION

[1023] The word “exemplary” is used herein to mean “serving as an example, instance, or illustration.” Any embodiment or design described herein as “exemplary” is not necessarily to be construed as preferred or advantageous over other embodiments or designs.

[1024] As used herein, “rate control” entails controlling the data rate of each of multiple parallel channels based on channel conditions. The data rate for each parallel channel is determined by the transmission mode selected for use for that parallel channel. Rate control may thus be achieved by controlling the transmission modes used for the multiple parallel channels.

[1025] FIG. 1 shows a block diagram of a transmitter 110 and a receiver 150 in a multi-channel communication system 100 with closed-loop rate control for  $N_C$  parallel channels, where  $N_C > 1$ . The  $N_C$  parallel channels may be formed in various manners, as described below. For downlink transmission, transmitter 110 is an access point, receiver 150 is a user terminal, first communication link 148 is the downlink (i.e., forward link), and second communication link 152 is the uplink (i.e., reverse link). For uplink transmission, transmitter 110 is a user terminal, receiver 150 is an access point, and the first and second communication links are the uplink and downlink, respectively.

[1026] At transmitter 110, a transmit (TX) data processor 120 receives  $N_C$  data streams, one stream for each of the  $N_C$  parallel channels. Each parallel channel is associated with a specific transmission mode that indicates a set of transmission parameters to use for that parallel channel. A transmission mode may indicate (or may be associated with) a particular data rate, a particular coding scheme or code rate, a particular interleaving scheme, a particular modulation scheme, and so on, to use for data transmission. An exemplary set of transmission modes is given in Table 2 below. For each parallel channel, the data rate is indicated by a data rate control, the coding scheme is indicated by a coding control, and the modulation scheme is indicated by a modulation control. These controls are provided by a controller 130 and are generated based on the transmission mode selected for each parallel channel using feedback information obtained from receiver 150 and possibly other information (e.g., channel estimates) obtained by transmitter 110.

[1027] TX data processor 120 codes, interleaves, and modulates each data stream in accordance with the transmission mode selected for its parallel channel to provide a

corresponding stream of modulation symbols. TX data processor 120 provides  $N_C$  modulation symbol streams for the  $N_C$  data streams. A transmitter unit (TMTR) 122 then processes the  $N_C$  modulation symbol streams in a manner specified by the system. For example, transmitter unit 122 may perform OFDM processing for an OFDM system, spatial processing for a MIMO system, or both spatial and OFDM processing for a MIMO-OFDM system (which is a MIMO system that utilizes OFDM). A pilot is also transmitted to assist receiver 150 in performing a number of functions such as channel estimation, acquisition, frequency and timing synchronization, coherent demodulation, and so on. Transmitter unit 122 multiplexes pilot symbols with the modulation symbols for each parallel channel, processes the multiplexed symbols, and provides a modulated signal for each antenna used for data transmission. Each modulated signal is then transmitted via first communication link 148 to receiver 150. First communication link 148 distorts each modulated signal with a particular channel response and further degrades the modulated signal with (1) additive white Gaussian noise (AWGN) having a variance of  $N_0$  and (2) possibly interference from other transmitters.

[1028] At receiver 150, the transmitted signal(s) are received by one or more receive antennas, and the received signal from each antenna is provided to a receiver unit (RCVR) 160. Receiver unit 160 conditions and digitizes each received signal to provide a corresponding stream of samples. Receiver unit 160 further processes the samples in a manner that is complementary to that performed by transmitter unit 122 to provide  $N_C$  streams of “recovered” symbols, which are estimates of the  $N_C$  streams of modulation symbols sent by transmitter 110.

[1029] A receive (RX) data processor 162 then processes the  $N_C$  recovered symbol streams in accordance with the  $N_C$  transmission modes selected for the  $N_C$  parallel channels to obtain  $N_C$  decoded data streams, which are estimates of the  $N_C$  data streams sent by transmitter 110. The processing by RX data processor 162 may include demodulation, deinterleaving, and decoding. RX data processor 162 may further provide the status of each received data packet and/or decoder metrics for each decoded data stream.

[1030] Receiver unit 160 also provides received pilot symbols for the  $N_C$  parallel channels to a channel estimator 164. Channel estimator 164 processes these received pilot symbols to obtain channel estimates for the  $N_C$  parallel channels. The channel

estimates may include, for example, channel gain estimates, noise variance  $N_0$  estimate, and so on. The noise variance  $N_0$ , which is the noise floor observed at receiver 150, includes channel noise, receiver circuitry noise, interference (i.e., cross-talk) from other transmitting entities, and so on.

[1031] A transmission mode (TM) selector 166 receives the channel estimates from channel estimator 164 and possibly packet status and/or decoder metrics from RX data processor 162. Transmission mode selector 166 computes an operating SNR for each of the  $N_C$  parallel channels based on the channel estimates and an SNR offset for that parallel channel. Transmission mode selector 166 then selects a suitable transmission mode for each parallel channel based on the operating SNR and outer loop information for the parallel channel. The transmission mode selection is described in detail below.

[1032] A controller 170 receives the  $N_C$  selected transmission modes, TM 1 through TM  $N_C$ , from transmission mode selector 166 and the packet status from RX data processor 162 (not shown). Controller 170 then assembles feedback information for transmitter 110. The feedback information may include the  $N_C$  selected transmission modes for the  $N_C$  parallel channels, acknowledgments (ACKs) and/or negative acknowledgments (NAKs) for received data packets, a pilot, and/or other information. The feedback information is then sent via second communication link 152 to transmitter 110. Transmitter 110 uses the feedback information to adjust the processing of the  $N_C$  data streams sent to receiver 150. For example, transmitter 110 may adjust the data rate, the coding scheme, the modulation scheme, or any combination thereof, for each of the  $N_C$  data streams sent on the  $N_C$  parallel channels to receiver 150. The feedback information is used to increase the efficiency of the system by allowing data to be transmitted at the best-known settings supported by first communication link 148.

[1033] In the embodiment shown in FIG. 1, the channel estimation and transmission mode selection are performed by receiver 150 and the  $N_C$  transmission modes selected for the  $N_C$  parallel channels are sent back to transmitter 110. In other embodiments, the channel estimation and transmission mode selection may be performed (1) by transmitter 110 based on feedback information obtained from receiver 150 and/or other information obtained by transmitter 110 or (2) jointly by both transmitter 110 and receiver 150.

[1034] FIG. 2 shows a block diagram of an embodiment of a closed-loop rate control mechanism 200, which includes an inner loop 210 that operates in conjunction



with an outer loop 220. For simplicity, the operation of inner loop 210 and outer loop 220 for only one parallel channel  $x$  is shown in FIG. 2. In general, the same processing may be performed independently for each of the  $N_C$  parallel channels.

[1035] For inner loop 210, channel estimator 164x estimates the channel conditions for parallel channel  $x$  and provides channel estimates (e.g., channel gain estimates and noise floor estimate). A selector 174 within transmission mode selector 166x computes a received SNR for parallel channel  $x$  based on (1) the channel estimates from channel estimator 164x and (2) an SNR offset and/or a transmission mode adjustment for parallel channel  $x$  from a quality estimator 172. For clarity, the received SNR is symbolically shown as being provided by channel estimator 164x to selector 174 in FIG. 2. Selector 174 then selects a transmission mode for parallel channel  $x$  based on the received information, as described below. The select transmission mode for parallel channel  $x$  is included in the feedback information sent by controller 170 to the transmitter. At the transmitter, controller 130 receives the selected transmission mode for parallel channel  $x$  and determines the data rate, coding, and modulation controls for parallel channel  $x$ . Data is then processed in accordance with these controls by TX data processor 120x, further multiplexed with pilot symbols and conditioned by transmitter unit 122x, and sent to the receiver. The channel estimation and transmission mode selection may be performed periodically, at scheduled times, whenever changes in the communication link are detected, only as necessary (e.g., prior to and during data transmission), or at other times.

[1036] Outer loop 220 estimates quality of the data transmission received on parallel channel  $x$  and adjusts the operation of inner loop 210 for parallel channel  $x$ . The received data symbols for parallel channel  $x$  are processed by RX data processor 162x, and the status of each received packet on parallel channel  $x$  and/or decoder metrics are provided to quality estimator 172. The decoder metrics may include a re-encoded symbol error rate (SER), a re-encoded power metric, a modified Yamamoto metric (for a convolutional decoder), minimum or average log-likelihood ratio (LLR) among bits in a decoded packet (for a Turbo decoder), and so on. The re-encoded SER is the error rate between the received symbols from receiver unit 160 and the re-encoded symbols obtained by processing (e.g., re-encoding, re-modulating, and so on) the decoded data from RX data processor 162. The modified Yamamoto metric is indicative of the confidence in the decoded data and is obtained based on the difference

between the selected (best) path through the trellis for the convolutional decoding and the next closest path through the trellis. The minimum or average LLR may also be used as an indication of the confidence of the decoded data. These decoder metrics, which are indicative of the quality of the data transmission received on parallel channel  $x$ , are known in the art.

[1037] Outer loop 220 can provide different types of information used to control the operation of inner loop 210. For example, outer loop 220 can provide an SNR offset for each parallel channel. The SNR offset is used in the computation of the operating SNR for the parallel channel, as described below. The operating SNR is then provided to a look-up table (LUT) 176 and used to select the transmission mode for the parallel channel. The SNR offset thus influences the selection of the transmission mode. Outer loop 220 can also provide a transmission mode adjustment for each parallel channel. This adjustment may direct inner loop 210 to select a transmission mode with a lower data rate for the parallel channel. The transmission mode adjustment directly impacts the selection of the transmission mode. The SNR offset and transmission mode adjustment are two mechanisms for controlling the operation of inner loop 210. Outer loop 220 may also be designed to provide other types of adjustments for inner loop 210. For simplicity, only the SNR offset and transmission mode adjustment are described below. Outer loop 220 may adjust the SNR offset and/or transmission mode in various manners, some of which are described below.

[1038] In a first embodiment, the SNR offset and/or transmission mode for each parallel channel are adjusted based on packet errors detected for the data stream received on that parallel channel. The data stream may be transmitted in packets, blocks, frames, or some other data units. (For simplicity, packet is used herein for the data unit.) Each packet may be coded with an error detection code (e.g., a cyclic redundancy check (CRC) code) that allows the receiver to determine whether the packet was decoded correctly or in error. Each parallel channel may be associated with a particular target packet error rate (PER) (e.g., 1% PER). Quality estimator 172 receives the status of each received packet and the target PER for parallel channel  $x$  and adjusts the SNR offset for parallel channel  $x$  accordingly. For example, the SNR offset for parallel channel  $x$  may be initialized to zero at the start of data transmission on parallel channel  $x$ . The SNR offset may thereafter be reduced by  $\Delta_{DN}$  for each good packet and increased by  $\Delta_{UP}$  for each bad packet, where  $\Delta_{DN}$  and  $\Delta_{UP}$  may be selected based on

the target PER and the desired response time for the outer loop. The SNR offset is typically a positive value or zero but may also be allowed to be a negative value (e.g., to account for a high initial estimate of the received SNR). Alternatively or additionally, quality estimator 172 may provide a directive to adjust the transmission mode for parallel channel  $x$  to the next lower data rate, for example, if a burst of packet errors is detected on parallel channel  $x$ . The SNR offset and/or transmission mode adjustment from quality estimator 172 are used by selector 174 to select the transmission mode for parallel channel  $x$ .

[1039] In a second embodiment, the SNR offset and/or transmission mode for each parallel channel are adjusted based on the decoder metrics for that parallel channel. The decoder metrics for each parallel channel can be used to estimate the quality of the data transmission received on that parallel channel. If a particular decoder metric for a given parallel channel is worse than a threshold selected for that metric, then the SNR offset and/or transmission mode for that parallel channel may be adjusted accordingly.

[1040] In a third embodiment, the SNR offset and/or transmission mode for each parallel channel are adjusted based on the received SNR and the required SNR for that parallel channel. The received SNR for each parallel channel may be determined based on the received pilot symbols for that parallel channel. The system may support a set of transmission modes (e.g., as shown in Table 2), and each supported transmission mode requires a different minimum SNR to achieve the target PER. Quality estimator 172 can determine an SNR margin for parallel channel  $x$ , which is the difference between the received SNR and the required SNR for parallel channel  $x$ . If the SNR margin for parallel channel  $x$  is a negative value, then the transmission mode for parallel channel  $x$  may be adjusted to the next lower data rate.

[1041] The third embodiment may also be used for a design whereby a packet is demultiplexed and transmitted across multiple parallel channels. If the packet is received in error, then it may not be possible to determine (just from the received packet) which one or ones of the parallel channels cause the packet to be received in error. If no other information is available, then it may be necessary to adjust the  $N_C$  SNR offsets and/or the  $N_C$  transmission modes for all  $N_C$  parallel channels, for example, so that the next lower data rate is used for each parallel channel. This may result in an excessive amount of reduction on the overall data rate. However, using the third embodiment, the parallel channel with the smallest SNR margin can be assumed to have

caused the packet error, and the transmission mode for this parallel channel can be adjusted to the next lower data rate.

[1042] The outer loop may also adjust the operation of the inner loop in other manners, and this is within the scope of the invention. In general, the outer loop operates at a rate that may be faster or slower than the rate of the inner loop. For example, the adjustment of the SNR offset by the outer loop may be dependent on many received packets. The outer loop can also adjust the data rate in between regularly scheduled inner loop calculations. Thus, depending on its specific design and manner of operation, the outer loop typically has more influence on the operation of the inner loop for longer data transmissions. For bursty transmissions, the outer loop may not have much or any influence on the operation of the inner loop.

[1043] FIG. 3 shows a flow diagram of a process 300 to transmit  $N_C$  data streams on  $N_C$  parallel channels using  $N_C$  transmission modes selected with closed-loop rate control. Process 300 may be implemented as shown in FIGS. 1 and 2. Initially, the receiver estimates the channel gains and the noise floor  $N_0$  for the  $N_C$  parallel channels (step 312). The receiver then selects a transmission mode for each of the  $N_C$  parallel channels based on the channel gain estimates, the noise floor estimate, and outer loop information (if any) for that parallel channel (step 314). The outer loop information may include the SNR offset and/or transmission mode adjustment for each of the  $N_C$  parallel channels. The transmission mode selection is described below. The receiver sends the  $N_C$  selected transmission modes for the  $N_C$  parallel channels, as feedback information, to the transmitter (step 316).

[1044] The transmitter codes and modulates the  $N_C$  data streams in accordance with the  $N_C$  selected transmission modes (obtained from the receiver) to provide  $N_C$  modulation symbol streams (step 322). The transmitter then processes and transmits the  $N_C$  modulation symbol streams on the  $N_C$  parallel channels to the receiver (step 324).

[1045] The receiver processes the data transmissions received on the  $N_C$  parallel channels from the transmitter and obtains  $N_C$  recovered symbol streams (step 332). The receiver further processes the  $N_C$  recovered symbol streams in accordance with the  $N_C$  selected transmission modes to obtain  $N_C$  decoded data streams (step 334). The receiver also estimates the quality of the data transmission received on each of the  $N_C$  parallel channels, e.g., based on the packet status, decoder metrics, received SNRs, and so on (step 336). The receiver then provides outer loop information for each of the  $N_C$  parallel

channels based on the estimated quality for the data transmission received on that parallel channel (step 338). In FIG. 3, steps 312 through 324 may be considered as part of the inner loop, and steps 332 through 338 may be considered as part of the outer loop.

[1046] FIG. 4 shows a flow diagram of a process 400 that may be performed for the outer loop. The status of data packets received on each of the  $N_C$  parallel channels is obtained and used to adjust the SNR offset and/or transmission mode for that parallel channel (step 412). Decoder metrics for each of the  $N_C$  parallel channels may also be obtained and used to adjust the SNR offset and/or transmission mode for that parallel channel (step 414). The received SNR for each of the  $N_C$  parallel channels may also be obtained for each parallel channel and used to compute the SNR margin for that parallel channel. The SNR margins for the  $N_C$  parallel channels may be used to adjust the transmission modes for the parallel channels if packet errors are detected (step 416). An outer loop may implement any one or any combination of the steps shown in FIG. 4, depending on its specific design.

[1047] The closed-loop rate control techniques described herein may be used for various types of multi-channel communication systems having multiple parallel channels that may be used for data transmission. For example, these techniques may be used for TDM systems, FDM systems, OFDM-based systems, MIMO systems, MIMO systems that utilize OFDM (i.e., MIMO-OFDM systems), and so on.

[1048] A TDM system may transmit data in frames, each of which may be of a particular time duration. Each frame may include multiple ( $N_{TS}$ ) slots that may be assigned different slot indices.  $N_C$  parallel channels may be formed by the  $N_{TS}$  slots in each frame, where  $N_C \leq N_{TS}$ . Each of the  $N_C$  parallel channels may include one or multiple slots. The  $N_C$  channels are considered "parallel" even though they are not transmitted simultaneously.

[1049] An FDM system may transmit data in ( $N_{SB}$ ) frequency subbands, which may be arbitrarily spaced.  $N_C$  parallel channels may be formed by the  $N_{SB}$  subbands, where  $N_C \leq N_{SB}$ . Each of the  $N_C$  parallel channels may include one or multiple subbands.

[1050] An OFDM system uses OFDM to effectively partition the overall system bandwidth into multiple ( $N_F$ ) orthogonal subbands, which may also be referred to as tones, bins, and frequency channels. Each subband is associated with a respective carrier that may be modulated with data.  $N_C$  parallel channels may be formed by the  $N_F$

subbands, where  $N_C \leq N_F$ . The  $N_C$  parallel channels are formed by  $N_C$  disjoint sets of one or more subbands. The  $N_C$  sets are disjoint in that each of the  $N_F$  subbands is assigned to only one set (and thus to one parallel channel), if at all. An OFDM system may be considered as a specific type of FDM system.

[1051] A MIMO system employs multiple ( $N_T$ ) transmit antennas and multiple ( $N_R$ ) receive antennas for data transmission, and is denoted as an  $(N_T, N_R)$  system. A MIMO channel formed by the  $N_T$  transmit and  $N_R$  receive antennas is composed of  $N_S$  spatial channels that may be used for data transmission, where  $N_S \leq \min\{N_T, N_R\}$ . The number of spatial channels is determined by a channel response matrix  $\underline{\mathbf{H}}$  that describes the response between the  $N_T$  transmit and  $N_R$  receive antennas. For simplicity, the following description assumes that the channel response matrix  $\underline{\mathbf{H}}$  is full rank. In this case, the number of spatial channels is given as  $N_S = N_T \leq N_R$ .  $N_C$  parallel channels may be formed by the  $N_S$  spatial channels, where  $N_C \leq N_S$ . Each of the  $N_C$  parallel channels may include one or multiple spatial channels.

[1052] A MIMO-OFDM system has  $N_S$  spatial channels for each of  $N_F$  subbands.  $N_C$  parallel channels may be formed by the  $N_S$  spatial channels of each of the  $N_F$  subbands, where  $N_C \leq N_F \cdot N_S$ . Each of the  $N_C$  parallel channels may include one or multiple spatial channels of one or multiple subbands (i.e., any combination of spatial channels and subbands). For MIMO and MIMO-OFDM systems,  $N_C$  parallel channels may also be formed by the  $N_T$  transmit antennas, where  $N_C \leq N_T$ . Each of the  $N_C$  parallel channels may be associated with one or multiple transmit antennas for data transmission.

[1053] For MIMO and MIMO-OFDM systems, data may be transmitted on the  $N_S$  spatial channels in various manners. For a partial channel state information (partial-CSI) MIMO system, data is transmitted on the  $N_S$  spatial channels without any spatial processing at the transmitter and with spatial processing at the receiver. For a full-CSI MIMO system, data is transmitted on the  $N_S$  spatial channels with spatial processing at both the transmitter and the receiver. For the full-CSI MIMO system, eigenvalue decomposition or singular value decomposition may be performed on the channel response matrix  $\underline{\mathbf{H}}$  to obtain  $N_S$  "eigenmodes" of the MIMO channel. Data is transmitted on the  $N_S$  eigenmodes, which are orthogonalized spatial channels.

[1054] The closed-loop rate control techniques described herein may be used for time division duplex (TDD) systems as well as frequency division duplex (FDD) systems. For a TDD system, the downlink and uplink share the same frequency band and are likely to observe similar fading and multipath effects. Thus, the channel response for each link may be estimated based on a pilot received on either that link or the other link. For an FDD system, the downlink and uplink use different frequency bands and are likely to observe different fading and multipath effects. The channel response for each link may be estimated based on a pilot received on that link.

[1055] The closed-loop rate control techniques may be used for both partial-CSI and full-CSI MIMO systems. These techniques may also be used for the downlink as well as the uplink.

[1056] The closed-loop rate control techniques are now described in detail for an exemplary multi-channel communication system, which is a full-CSI TDD MIMO-OFDM system. For simplicity, in the following description, the term “eigenmode” and “wideband eigenmode” are used to denote the case where an attempt is made to orthogonalize the spatial channels, even though it may not be fully successful due to, for example, an imperfect channel estimate.

## **I. TDD MIMO-OFDM System**

[1057] FIG. 5 shows an exemplary TDD MIMO-OFDM system 500 with a number of access points (APs) 510 that support communication for a number of user terminals (UTs) 520. For simplicity, only two access points 510a and 510b are shown in FIG. 5. An access point may also be referred to as a base station, a base transceiver system, a Node B, or some other terminology. A user terminal may be fixed or mobile, and may also be referred to as an access terminal, a mobile station, a user equipment (UE), a wireless device, or some other terminology. Each user terminal may communicate with one or possibly multiple access points on the downlink and/or the uplink at any given moment. A system controller 530 couples to access points 510 and provides coordination and control for these access points.

[1058] FIG. 6 shows an exemplary frame structure 600 that may be used in TDD MIMO-OFDM system 500. Data transmission occurs in units of TDD frames, each of which spans a particular time duration (e.g., 2 msec). Each TDD frame is partitioned into a downlink phase and an uplink phase, and each phase is further partitioned into

multiple segments for multiple transport channels. In the embodiment shown in FIG. 6, the downlink transport channels include a broadcast channel (BCH), a forward control channel (FCCH), and a forward channel (FCH), and the uplink transport channels include a reverse channel (RCH) and a random access channel (RACH).

[1059] In the downlink phase, a BCH segment 610 is used to transmit one BCH protocol data unit (PDU) 612, which includes a beacon pilot 614, a MIMO pilot 616, and a BCH message 618. The beacon pilot is a pilot transmitted from all antennas and is used for timing and frequency acquisition. The MIMO pilot is a pilot transmitted from all antennas but with a different orthogonal code for each antenna in order to allow the user terminals to individually identify the antennas. The MIMO pilot is used for channel estimation. The BCH message carries system parameters for the user terminals. An FCCH segment 620 is used to transmit one FCCH PDU, which carries assignments for downlink and uplink resources (e.g., the selected transmission modes for the downlink and uplink) and other signaling for the user terminals. An FCH segment 630 is used to transmit one or more FCH PDUs 632 on the downlink. Different types of FCH PDU may be defined. For example, an FCH PDU 632a includes a steered reference 634a and a data packet 636a, and an FCH PDU 632b includes only a data packet 636b. The steered reference is a pilot that is transmitted on a specific wideband eigenmode (as described below) and is used for channel estimation.

[1060] In the uplink phase, an RCH segment 640 is used to transmit one or more RCH PDUs 642 on the uplink. Different types of RCH PDU may also be defined. For example, an RCH PDU 642a includes only a data packet 646a, and an RCH PDU 642b includes a steered reference 644b and a data packet 646b. An RACH segment 650 is used by the user terminals to gain access to the system and to send short messages on the uplink. An RACH PDU 652 may be sent in RACH segment 650 and includes a pilot (e.g., steered reference) 654 and a message 656.

[1061] FIG. 6 shows an exemplary frame structure for a TDD system. Other frame structures may also be used, and this is within the scope of the invention.

## 1. Spatial Processing

[1062] For a MIMO-OFDM system, the channel response between an access point and a user terminal may be characterized by a set of channel response matrices,  $\underline{\mathbf{H}}(k)$  for  $k \in K$ , where  $K$  represents the set of all subbands of interest (e.g.,  $K = \{1, \dots, N_F\}$ ).



For a TDD MIMO-OFDM system with a shared frequency band, the downlink and uplink channel responses may be assumed to be reciprocal of one another. That is, if  $\underline{\mathbf{H}}(k)$  represents a channel response matrix from antenna array A to antenna array B for subband  $k$ , then a reciprocal channel implies that the coupling from array B to array A is given by  $\underline{\mathbf{H}}^T(k)$ , where  $\underline{\mathbf{A}}^T$  denotes the transpose of  $\underline{\mathbf{A}}$ .

[1063] However, the frequency responses of the transmit and receive chains at the access point are typically different from the frequency responses of the transmit and receive chains at the user terminal. Calibration may be performed to obtain correction matrices used to account for differences in the frequency responses. With these correction matrices, the “calibrated” downlink channel response,  $\underline{\mathbf{H}}_{\text{cdn}}(k)$ , observed by the user terminal is the transpose of the “calibrated” uplink channel response,  $\underline{\mathbf{H}}_{\text{cup}}(k)$ , observed by the access point, i.e.,  $\underline{\mathbf{H}}_{\text{cdn}}(k) = \underline{\mathbf{H}}_{\text{cup}}^T(k)$ , for  $k \in K$ . For simplicity, the following description assumes that the downlink and uplink channel responses are calibrated and reciprocal of one another.

[1064] On the downlink, a MIMO pilot may be transmitted by the access point (e.g., in BCH segment 610) and used by the user terminal to obtain an estimate of the calibrated downlink channel response,  $\hat{\underline{\mathbf{H}}}_{\text{cdn}}(k)$ , for  $k \in K$ . The user terminal may estimate the calibrated uplink channel response as  $\hat{\underline{\mathbf{H}}}_{\text{cup}}(k) = \hat{\underline{\mathbf{H}}}_{\text{cdn}}^T(k)$ . The user terminal may perform singular value decomposition of  $\hat{\underline{\mathbf{H}}}_{\text{cup}}(k)$ , for each subband  $k$ , as follows:

$$\hat{\underline{\mathbf{H}}}_{\text{cup}}(k) = \hat{\underline{\mathbf{U}}}_{\text{ap}}(k) \hat{\underline{\Sigma}}(k) \hat{\underline{\mathbf{V}}}_{\text{ut}}^H(k) \quad , \text{ for } k \in K, \quad \text{Eq (1)}$$

where  $\hat{\underline{\mathbf{U}}}_{\text{ap}}(k)$  is an  $(N_{\text{ap}} \times N_{\text{ap}})$  unitary matrix of left eigenvectors of  $\hat{\underline{\mathbf{H}}}_{\text{cup}}(k)$ ;

$\hat{\underline{\Sigma}}(k)$  is an  $(N_{\text{ap}} \times N_{\text{ut}})$  diagonal matrix of singular values of  $\hat{\underline{\mathbf{H}}}_{\text{cup}}(k)$ ;

$\hat{\underline{\mathbf{V}}}_{\text{ut}}(k)$  is an  $(N_{\text{ut}} \times N_{\text{ut}})$  unitary matrix of right eigenvectors of  $\hat{\underline{\mathbf{H}}}_{\text{cup}}(k)$ ;

$\underline{\mathbf{A}}^H$  is the conjugate transpose of  $\underline{\mathbf{A}}$ ;

$N_{\text{ap}}$  is the number of antennas at the access point; and

$N_{\text{ut}}$  is the number of antennas at the user terminal.

[1065] Similarly, the singular value decomposition of  $\hat{\underline{\mathbf{H}}}_{\text{cdn}}(k)$  may be expressed as:

$$\hat{\mathbf{H}}_{\text{cdn}}(k) = \hat{\mathbf{V}}_{\text{ut}}^*(k) \hat{\mathbf{\Sigma}}(k) \hat{\mathbf{U}}_{\text{ap}}^T(k) \quad , \text{ for } k \in K \quad , \quad \text{Eq (2)}$$

where  $\hat{\mathbf{V}}_{\text{ut}}^*(k)$  and  $\hat{\mathbf{U}}_{\text{ap}}^*(k)$  are unitary matrices of left and right eigenvectors, respectively, of  $\hat{\mathbf{H}}_{\text{cdn}}(k)$  and “\*” denotes the complex conjugate. Singular value decomposition is described by Gilbert Strang in a book entitled “Linear Algebra and Its Applications,” Second Edition, Academic Press, 1980.

[1066] As shown in equations (1) and (2), the matrices of left and right eigenvectors for one link are the complex conjugate of the matrices of right and left eigenvectors, respectively, for the other link. The matrices  $\hat{\mathbf{U}}_{\text{ap}}(k)$  and  $\hat{\mathbf{V}}_{\text{ut}}(k)$  may be used by the access point and the user terminal, respectively, for spatial processing and are denoted as such by their subscripts. The matrix  $\hat{\mathbf{\Sigma}}(k)$  includes singular value estimates that represent the gains for the spatial channels (or eigenmodes) of the channel response matrix  $\mathbf{H}(k)$  for each subband  $k$ .

[1067] Singular value decomposition may be performed independently for the channel response matrix  $\hat{\mathbf{H}}_{\text{cup}}(k)$  for each subband  $k$  to determine the  $N_s$  eigenmodes of that subband. The singular value estimates for each diagonal matrix  $\hat{\mathbf{\Sigma}}(k)$  may be ordered such that  $\{\hat{\sigma}_1(k) \geq \hat{\sigma}_2(k) \geq \dots \geq \hat{\sigma}_{N_s}(k)\}$ , where  $\hat{\sigma}_1(k)$  is the largest singular value estimate and  $\hat{\sigma}_{N_s}(k)$  is the smallest singular value estimate for subband  $k$ . When the singular value estimates for each diagonal matrix  $\hat{\mathbf{\Sigma}}(k)$  are ordered, the eigenvectors (or columns) of the associated matrices  $\hat{\mathbf{U}}(k)$  and  $\hat{\mathbf{V}}(k)$  are also ordered correspondingly. A “wideband eigenmode” may be defined as the set of same-order eigenmodes of all subbands after the ordering. Thus, the  $m$ -th wideband eigenmode includes the  $m$ -th eigenmodes of all subbands. The “principal” wideband eigenmode is the one associated with the largest singular value estimate in the matrix  $\hat{\mathbf{\Sigma}}(k)$  for each of the subbands.  $N_s$  parallel channels may be formed by the  $N_s$  wideband eigenmodes.

[1068] The user terminal may transmit a steered reference on the uplink (e.g., in RCH segment 640 or RACH segment 650 in FIG. 6). The uplink steered reference for wideband eigenmode  $m$  may be expressed as:

$$\mathbf{x}_{\text{up, sr}, m}(k) = \hat{\mathbf{V}}_{\text{ut}, m}(k) p(k) \quad , \text{ for } k \in K \quad , \quad \text{Eq (3)}$$

where  $\underline{\mathbf{x}}_{\text{up},\text{sr},m}(k)$  is a vector of  $N_{\text{ut}}$  symbols sent from  $N_{\text{ut}}$  user terminal antennas for subband  $k$  of wideband eigenmode  $m$  for the steered reference;

$\hat{\mathbf{v}}_{\text{ut},m}(k)$  is the  $m$ -th column of the matrix  $\hat{\mathbf{V}}_{\text{ut}}(k)$  for subband  $k$ , where

$$\hat{\mathbf{V}}_{\text{ut}}(k) = [\hat{\mathbf{v}}_{\text{ut},1}(k) \ \hat{\mathbf{v}}_{\text{ut},2}(k) \ \dots \ \hat{\mathbf{v}}_{\text{ut},N_{\text{ut}}}(k)] ; \text{ and}$$

$p(k)$  is the pilot symbol sent on subband  $k$ .

The steered reference for all  $N_S$  wideband eigenmodes may be transmitted in  $N_S$  OFDM symbol periods, or fewer than  $N_S$  OFDM symbol periods using subband multiplexing. The steered reference for each wideband eigenmode may also be transmitted over multiple OFDM symbol periods.

[1069] The received uplink steered reference at the access point may be expressed as:

$$\begin{aligned} \underline{\mathbf{r}}_{\text{up},\text{sr},m}(k) &= \underline{\mathbf{H}}_{\text{cup}}(k) \hat{\mathbf{v}}_{\text{ut},m}(k) p(k) + \underline{\mathbf{n}}_{\text{up}}(k) \\ &\approx \hat{\mathbf{u}}_{\text{ap},m}(k) \hat{\sigma}_m(k) p(k) + \underline{\mathbf{n}}_{\text{up}}(k) \end{aligned} \quad , \text{ for } k \in K, \quad \text{Eq (4)}$$

where  $\underline{\mathbf{r}}_{\text{up},\text{sr},m}(k)$  is a vector of  $N_{\text{ap}}$  symbols received on  $N_{\text{ap}}$  access point antennas for subband  $k$  of wideband eigenmode  $m$  for the steered reference;

$\hat{\mathbf{u}}_{\text{ap},m}(k)$  is the  $m$ -th column of the matrix  $\hat{\mathbf{U}}_{\text{ap}}(k)$  for subband  $k$ , where

$$\hat{\mathbf{U}}_{\text{ap}}(k) = [\hat{\mathbf{u}}_{\text{ap},1}(k) \ \hat{\mathbf{u}}_{\text{ap},2}(k) \ \dots \ \hat{\mathbf{u}}_{\text{ap},N_{\text{ap}}}(k)] ;$$

$\hat{\sigma}_m(k)$  is the singular value estimate for subband  $k$  of wideband eigenmode  $m$ ,

i.e., the  $m$ -th diagonal element of the matrix  $\hat{\Sigma}(k)$ ; and

$\underline{\mathbf{n}}_{\text{up}}(k)$  is additive white Gaussian noise (AWGN) for subband  $k$  on the uplink.

[1070] As shown in equation (4), at the access point, the received steered reference (in the absence of noise) is approximately  $\hat{\mathbf{u}}_{\text{ap},m}(k) \hat{\sigma}_m(k) p(k)$ . The access point can thus obtain estimates of both  $\hat{\mathbf{u}}_{\text{ap},m}(k)$  and  $\hat{\sigma}_m(k)$  for each subband  $k$  based on the received steered reference for that subband. The estimate of  $\hat{\sigma}_m(k)$  for subband  $k$  of wideband eigenmode  $m$ ,  $\hat{\hat{\sigma}}_m(k)$ , may be expressed as:

$$\hat{\hat{\sigma}}_m(k) = \|\underline{\mathbf{r}}_{\text{up},\text{sr},m}(k)\|^2 = \sum_{i=1}^{N_{\text{ap}}} |r_{\text{up},\text{sr},m,i}(k)|^2, \text{ for } k \in K \text{ and } m \in M, \quad \text{Eq (5)}$$

where  $\|\underline{\mathbf{a}}\|$  denotes the 2-norm of  $\underline{\mathbf{a}}$ ;

$r_{\text{up},\text{sr},m,i}(k)$  is the  $i$ -th element of the vector  $\underline{\mathbf{r}}_{\text{up},\text{sr},m}(k)$ ; and

$M$  represents the set of all wideband eigenmodes of interest, e.g.,  $M = \{1, \dots, N_s\}$ .

[1071] The estimate of  $\hat{\underline{\mathbf{u}}}_{\text{ap},m}(k)$  for subband  $k$  of wideband eigenmode  $m$ ,  $\hat{\underline{\mathbf{u}}}_{\text{ap},m}(k)$ , may be expressed as:

$$\hat{\hat{\underline{\mathbf{u}}}}_{\text{ap},m}(k) = \underline{\mathbf{r}}_{\text{up},\text{sr},m}(k) / \hat{\hat{\sigma}}_m(k), \text{ for } k \in K \text{ and } m \in M. \quad \text{Eq (6)}$$

The double hat for  $\hat{\hat{\underline{\mathbf{u}}}}_{\text{ap},m}(k)$  and  $\hat{\hat{\sigma}}_m(k)$  indicates that these are estimates of estimates, i.e., estimates obtained by the access point for the estimates  $\hat{\underline{\mathbf{u}}}_{\text{ap},m}(k)$  and  $\hat{\sigma}_m(k)$  obtained by the user terminal. If the steered reference for each wideband eigenmode is transmitted over multiple OFDM symbol periods, then the access point can average the received steered reference for each wideband eigenmode to obtain more accurate estimates of  $\hat{\underline{\mathbf{u}}}_{\text{ap},m}(k)$  and  $\hat{\sigma}_m(k)$ .

[1072] Table 1 summarizes the spatial processing at the access point and the user terminal for data transmission and reception on multiple wideband eigenmodes.

Table 1

	Downlink	Uplink
Access Point	Transmit : $\underline{\mathbf{x}}_{\text{dn}}(k) = \hat{\hat{\underline{\mathbf{U}}}}_{\text{ap}}^*(k) \underline{\mathbf{s}}_{\text{dn}}(k)$	Receive : $\hat{\hat{\underline{\mathbf{s}}}}_{\text{up}}(k) = \hat{\hat{\underline{\Sigma}}}^{-1}(k) \hat{\hat{\underline{\mathbf{U}}}}_{\text{ap}}^H(k) \underline{\mathbf{r}}_{\text{up}}(k)$
User Terminal	Receive : $\hat{\hat{\underline{\mathbf{s}}}}_{\text{dn}}(k) = \hat{\hat{\underline{\Sigma}}}^{-1}(k) \hat{\hat{\underline{\mathbf{V}}}}_{\text{ut}}^T(k) \underline{\mathbf{r}}_{\text{dn}}(k)$	Transmit : $\underline{\mathbf{x}}_{\text{up}}(k) = \hat{\hat{\underline{\mathbf{V}}}}_{\text{ut}}(k) \underline{\mathbf{s}}_{\text{up}}(k)$

In Table 1,  $\underline{\mathbf{s}}(k)$  is a “data” vector of modulation symbols (obtained from the symbol mapping at the transmitter),  $\underline{\mathbf{x}}(k)$  is a “transmit” vector of transmit symbols (obtained after spatial processing at the transmitter),  $\underline{\mathbf{r}}(k)$  is a “received” vector of received symbols (obtained after OFDM processing at the receiver), and  $\hat{\hat{\underline{\mathbf{s}}}}(k)$  is an estimate of

the vector  $\underline{s}(k)$  (obtained after spatial processing at the receiver), where all of the vectors are for subband  $k$ . The subscripts “dn” and “up” for these vectors denote downlink and uplink, respectively. In Table 1,  $\underline{\Sigma}^{-1}(k)$  is a diagonal matrix defined as  $\underline{\Sigma}^{-1}(k) = \text{diag} (1/\sigma_1(k) \ 1/\sigma_2(k) \ \dots \ 1/\sigma_{N_s}(k))$ .

[1073] The steered reference may be transmitted for one wideband eigenmode at a time by the user terminal or may be transmitted for multiple wideband eigenmodes simultaneously using an orthogonal basis (e.g., Walsh codes). The steered reference for each wideband eigenmode may be used by the access point to obtain  $\hat{\underline{u}}_{\text{ap},m}(k)$ , for  $k \in K$ , for that wideband eigenmode. If the  $N_s$  vectors  $\hat{\underline{u}}_{\text{ap},m}(k)$  of the matrix  $\hat{\underline{U}}_{\text{ap}}(k)$  are obtained individually (and over different OFDM symbol periods) for the  $N_s$  eigenmodes of each subband, then, due to noise and other sources of degradation in the wireless link, the  $N_s$  vectors  $\hat{\underline{u}}_{\text{ap},m}(k)$  of the matrix  $\hat{\underline{U}}_{\text{ap}}(k)$  for each subband  $k$  are not likely to be orthogonal to one another. In this case, the  $N_s$  vectors of the matrix  $\hat{\underline{U}}_{\text{ap}}(k)$  for each subband  $k$  may be orthogonalized using QR factorization, polar decomposition, or some other techniques.

[1074] At the access point, a received SNR estimate for subband  $k$  of wideband eigenmode  $m$ ,  $\gamma_{\text{ap},m}(k)$ , may be expressed as:

$$\gamma_{\text{ap},m}(k) = \frac{P_{\text{up},m}(k) \cdot \hat{\sigma}_m^2(k)}{N_{0,\text{ap}}} , \text{ for } k \in K \text{ and } m \in M , \quad \text{Eq (7)}$$

where  $P_{\text{up},m}(k)$  is the transmit power used by the user terminal for subband  $k$  of wideband eigenmode  $m$  on the uplink; and  $N_{0,\text{ap}}$  is the noise floor at the access point.

[1075] At the user terminal, a received SNR estimate for subband  $k$  of wideband eigenmode  $m$ ,  $\gamma_{\text{ut},m}(k)$ , may be expressed as:

$$\gamma_{\text{ut},m}(k) = \frac{P_{\text{dn},m}(k) \cdot \hat{\sigma}_m^2(k)}{N_{0,\text{ut}}} , \text{ for } k \in K \text{ and } m \in M , \quad \text{Eq (8)}$$

where  $P_{\text{dn},m}(k)$  is the transmit power used by the access point for subband  $k$  of wideband eigenmode  $m$  on the downlink; and

$N_{0,\text{ut}}$  is the noise floor at the user terminal.

As shown in equations (7) and (8), the received SNR for each subband of each wideband eigenmode,  $\gamma_m(k)$ , is dependent on the channel gain (which is  $\hat{\sigma}_m(k)$  or  $\hat{\hat{\sigma}}_m(k)$ ), the receiver noise floor  $N_0$ , and the transmit power  $P_m(k)$ . The received SNR may be different for different subbands and eigenmodes.

[1076] FIG. 7 shows a flow diagram of a process 700 for transmitting multiple data streams on multiple wideband eigenmodes on the downlink and uplink in the exemplary TDD MIMO-OFDM system. Process 700 assumes that calibration has already been performed and that the downlink and uplink channel responses are transpose of one another, i.e.,  $\hat{\mathbf{H}}_{\text{cup}}(k) \approx \hat{\mathbf{H}}_{\text{cdn}}^T(k)$ . For process 700, channel estimation is performed in block 710, transmission mode selection is performed in block 730, and data transmission/reception is performed in block 760.

[1077] For channel estimation, the access point transmits a MIMO pilot on the downlink (e.g., on the BCH) (step 712). The user terminal receives and processes the MIMO pilot to obtain an estimate of the calibrated downlink channel response,  $\hat{\mathbf{H}}_{\text{cdn}}(k)$ , for  $k \in K$  (step 714). The user terminal then estimates the calibrated uplink channel response as  $\hat{\mathbf{H}}_{\text{cup}}(k) = \hat{\mathbf{H}}_{\text{cdn}}^T(k)$  and performs singular value decomposition (SVD) of  $\hat{\mathbf{H}}_{\text{cup}}(k)$  to obtain the matrices  $\hat{\underline{\Sigma}}(k)$  and  $\hat{\underline{\mathbf{V}}}_{\text{ut}}(k)$ , for  $k \in K$ , as shown in equation (1) (step 716). The user terminal then transmits an uplink steered reference (e.g., on the RACH or the RCH) using the matrices  $\hat{\underline{\mathbf{V}}}_{\text{ut}}(k)$ , for  $k \in K$ , as shown in equation (3) (step 718). The access point receives and processes the uplink steered reference to obtain the matrices  $\hat{\underline{\Sigma}}(k)$  and  $\hat{\underline{\mathbf{U}}}_{\text{ap}}(k)$ , for  $k \in K$ , as described above (step 720).

[1078] For downlink data transmission, the user terminal selects a transmission mode (with the highest supported data rate) for each wideband eigenmode on the downlink based on the diagonal matrix  $\hat{\underline{\Sigma}}(k)$ , the noise floor  $N_{0,\text{ut}}$  at the user terminal, and downlink outer loop information (e.g., SNR offsets and/or transmission mode adjustments for the downlink) (step 740). The transmission mode selection is described

below. The user terminal then sends feedback information, which includes the  $N_S$  transmission modes selected by the user terminal for the downlink and may further include the noise floor  $N_{0,ut}$  at the user terminal (step 742). (The steered reference transmitted in step 718 may also be viewed as feedback information sent by the user terminal.)

**[1079]** For uplink data transmission, the access point selects  $N_S$  transmission modes for the  $N_S$  wideband eigenmodes on the uplink based on the diagonal matrix  $\hat{\underline{\Sigma}}(k)$ , the noise floor  $N_{0,ap}$  at the access point, and uplink outer loop information (e.g., SNR offsets and/or transmission mode adjustments for the uplink) (step 750). The access point further selects the  $N_S$  transmission modes for the  $N_S$  wideband eigenmodes on the downlink based on the feedback information received from the user terminal (step 752). The access point then sends the selected transmission modes for both the downlink and uplink (e.g., on the FCCH) (step 754). The user terminal receives the selected transmission modes for both links (step 756).

**[1080]** For downlink data transmission, the access point (1) codes and modulates the data for each downlink wideband eigenmode in accordance with the transmission mode selected for that wideband eigenmode, (2) spatially processes the data vector  $\underline{s}_{dn}(k)$  with the matrix  $\hat{\underline{U}}_{ap}^*(k)$ , as shown in Table 1, to obtain the transmit vector  $\underline{x}_{dn}(k)$ , for  $k \in K$ , and (3) transmits the vector  $\underline{x}_{dn}(k)$  on the downlink (step 762). The user terminal (1) receives the downlink transmission, (2) performs matched filtering on the received vector  $\underline{r}_{dn}(k)$  with  $\hat{\underline{\Sigma}}^{-1}(k)\hat{\underline{V}}_{ut}^T(k)$ , as also shown in Table 1, to obtain the vector  $\hat{\underline{s}}_{dn}(k)$ , for  $k \in K$ , and (3) demodulates and decodes the recovered symbols in accordance with the transmission mode selected for each downlink wideband eigenmode (step 764).

**[1081]** For uplink data transmission, the user terminal (1) codes and modulates the data for each uplink wideband eigenmode in accordance with the transmission mode selected for that wideband eigenmode, (2) spatially processes the data vector  $\underline{s}_{up}(k)$  with the matrix  $\hat{\underline{V}}_{ut}(k)$  to obtain the transmit vector  $\underline{x}_{up}(k)$ , for  $k \in K$ , and (3) transmits the vector  $\underline{x}_{up}(k)$  on the uplink (step 772). The access point (1) receives the uplink transmission, (2) performs matched filtering on the received vector  $\underline{r}_{up}(k)$  with

$\hat{\underline{\Sigma}}^{-1}(k)\hat{\underline{\mathbf{U}}}_{\text{ap}}^H(k)$  to obtain the vector  $\hat{\underline{\mathbf{s}}}_{\text{up}}(k)$ , and (3) demodulates and decodes the recovered symbols in accordance with the transmission mode selected for each uplink wideband eigenmode (step 774). For simplicity, the closed-loop operation and the transmission mode adjustment by the outer loop are not shown in FIG. 7.

[1082] FIG. 7 shows a specific embodiment of a process that may be used for downlink and uplink data transmission in the exemplary TDD MIMO-OFDM system. Other processes may also be implemented whereby the channel estimation, transmission mode selection, and/or data transmission/reception may be performed in some other manners.

## 2. Transmission Mode Selection

[1083] FIG. 8 shows a flow diagram of a process 800 for selecting  $N_S$  transmission modes for the  $N_S$  wideband eigenmodes. Process 800 may be used for steps 740 and 750 in FIG. 7. Initially, the total transmit power,  $P_{\text{total}}$ , available at the transmitter for data transmission is distributed to the  $N_S$  wideband eigenmodes based on a power distribution scheme (step 812). The transmit power  $P_m$  allocated to each wideband eigenmode is then distributed to the  $N_F$  subbands of that wideband eigenmode based on the same or a different power distribution scheme (step 814). The power distribution across the  $N_S$  wideband eigenmodes and the power distribution across the  $N_F$  subbands of each wideband eigenmode may be performed as described below.

[1084] An operating SNR for each wideband eigenmode,  $\gamma_{\text{op},m}$ , is computed based on (1) the allocated transmit powers  $P_m(k)$  and the channel gains  $\sigma_m(k)$  for the subbands of that wideband eigenmode, (2) the noise floor  $N_0$  at the receiver, and (3) the SNR offset for that wideband eigenmode (step 816). The computation of the operating SNR is described below. A suitable transmission mode  $q_m$  is then selected for each wideband eigenmode based on the operating SNR for that wideband eigenmode and a look-up table (step 818). Excess power for each wideband eigenmode is determined, and the total excess power for all wideband eigenmodes is redistributed to one or more wideband eigenmodes to improve performance (step 820). The transmission mode for each wideband eigenmode may be adjusted (e.g., to the next lower data rate) if directed by outer loop information (step 822). Each of the steps in FIG. 8 is described in detail below.



### A. Power Distribution Across Wideband Eigenmodes

[1085] For step 812 in FIG. 8, the total transmit power,  $P_{\text{total}}$ , may be distributed to the  $N_S$  wideband eigenmodes using various schemes. Some of these power distribution schemes are described below.

[1086] In a uniform power distribution scheme, the total transmit power,  $P_{\text{total}}$ , is distributed uniformly across the  $N_S$  wideband eigenmodes such that they are all allocated equal power. The transmit power  $P_m$  allocated to each wideband eigenmode  $m$  may be expressed as:

$$P_m = \frac{P_{\text{total}}}{N_S} , \text{ for } m \in M . \quad \text{Eq (9)}$$

[1087] In a water-filling power distribution scheme, the total transmit power,  $P_{\text{total}}$ , is distributed to the  $N_S$  wideband eigenmodes based on a “water-filling” or “water-pouring” procedure. The water-filling procedure distributes the total transmit power,  $P_{\text{total}}$ , across the  $N_S$  wideband eigenmodes such that the overall spectral efficiency is maximized. Water-filling is described by Robert G. Gallager in “Information Theory and Reliable Communication,” John Wiley and Sons, 1968. The water-filling for the  $N_S$  wideband eigenmodes may be performed in various manners, some of which are described below.

[1088] In a first embodiment, the total transmit power,  $P_{\text{total}}$ , is initially distributed to the  $N_S N_F$  subbands/eigenmodes using water-filling and based on their received SNRs,  $\gamma_m(k)$ , for  $k \in K$  and  $m \in M$ . The received SNR,  $\gamma_m(k)$ , may be computed as shown in equation (7) or (8) with the assumption of  $P_{\text{total}}$  being uniformly distributed across the  $N_S N_F$  subbands/eigenmodes. The result of this power distribution is an initial transmit power,  $P'_m(k)$ , for each subband/eigenmode. The transmit power  $P_m$  allocated to each wideband eigenmode is then obtained by summing the initial transmit powers,  $P'_m(k)$ , allocated to the  $N_F$  subbands of that wideband eigenmode, as follows:

$$P_m = \sum_{k=1}^{N_F} P'_m(k) , \text{ for } m \in M . \quad \text{Eq (10)}$$

[1089] In a second embodiment, the total transmit power,  $P_{\text{total}}$ , is distributed to the  $N_S$  wideband eigenmodes based on the average SNRs computed for these wideband eigenmodes. Initially, the average SNR,  $\gamma_{\text{avg},m}$ , is computed for each wideband eigenmode  $m$  based on the received SNRs for the  $N_F$  subbands of that wideband eigenmode, as follows:

$$\gamma_{\text{avg},m} = \frac{1}{N_F} \sum_{k=1}^{N_F} \gamma_m(k) , \quad \text{Eq (11)}$$

where  $\gamma_m(k)$  is computed as described above for the first embodiment. Water-filling is then performed to distribute the total transmit power,  $P_{\text{total}}$ , across the  $N_S$  wideband eigenmodes based on their average SNRs,  $\gamma_{\text{avg},m}$ , for  $m \in M$ .

[1090] In a third embodiment, the total transmit power,  $P_{\text{total}}$ , is distributed to the  $N_S$  wideband eigenmodes based on the average SNRs for these wideband eigenmodes after channel inversion is applied for each wideband eigenmode. For this embodiment, the total transmit power,  $P_{\text{total}}$ , is first distributed uniformly to the  $N_S$  wideband eigenmodes. Channel inversion is then performed (as described below) independently for each wideband eigenmode to determine an initial power allocation,  $P_m''(k)$ , for each subband of that wideband eigenmode. After the channel inversion, the received SNR is the same across all subbands of each wideband eigenmode. The average SNR for each wideband eigenmode is then equal to the received SNR for any one of the subbands of that wideband eigenmode. The received SNR,  $\gamma_m''(k)$ , for one subband of each wideband eigenmode can be determined based on the initial power allocation,  $P_m''(k)$ , as shown in equation (7) or (8). The total transmit power,  $P_{\text{total}}$ , is then distributed to the  $N_S$  wideband eigenmodes using water-filling and based on their average SNRs,  $\gamma_{\text{avg},m}''$ , for  $m \in M$ .

[1091] Other schemes may also be used to distribute the total transmit power to the  $N_S$  wideband eigenmodes, and this is within the scope of the invention.

### **B. Power Allocation Across Subbands in Each Wideband Eigenmode**

[1092] For step 814 in FIG. 8, the transmit power allocated to each wideband eigenmode,  $P_m$ , may be distributed to the  $N_F$  subbands of that wideband eigenmode using various schemes. Some of these power distribution schemes are described below.

[1093] In a uniform power distribution scheme, the transmit power for each wideband eigenmode,  $P_m$ , is distributed uniformly across the  $N_F$  subbands such that they are all allocated equal power. The transmit power  $P_m(k)$  allocated to each subband may be expressed as:

$$P_m(k) = \frac{P_m}{N_F}, \text{ for } k \in K \text{ and } m \in M. \quad \text{Eq (12)}$$

For the uniform power distribution scheme, the received SNRs for the  $N_F$  subbands of each wideband eigenmode are likely to vary across the subbands.

[1094] In a channel inversion scheme, the transmit power for each wideband eigenmode,  $P_m$ , is distributed non-uniformly across the  $N_F$  subbands such that they achieve similar received SNRs at the receiver. In the following description,  $\sigma_m(k)$  denotes the estimated channel gain, which is equal to  $\hat{\sigma}_m(k)$  for the downlink and  $\hat{\hat{\sigma}}_m(k)$  for the uplink. For the channel inversion scheme, a normalization  $b_m$  is initially computed for each wideband eigenmode, as follows:

$$b_m = \frac{1}{\sum_{k=1}^{N_F} [1/\sigma_m^2(k)]}, \text{ for } m \in M. \quad \text{Eq (13)}$$

The transmit power  $P_m(k)$  allocated to each subband of each wideband eigenmode may then be computed as:

$$P_m(k) = \frac{b_m \cdot P_m}{\sigma_m^2(k)}, \text{ for } k \in K \text{ and } m \in M. \quad \text{Eq (14)}$$

A transmit weight,  $W_m(k)$ , may be computed for each subband of each wideband eigenmode, as follows:

$$W_m(k) = \sqrt{P_m(k)}, \text{ for } k \in K \text{ and } m \in M. \quad \text{Eq (15)}$$

The transmit weights are used to scale modulation symbols at the transmitter. For the channel inversion scheme, all  $N_F$  subbands are used for each wideband eigenmode and the received SNRs for the subbands are approximately equal.

[1095] In a selective channel inversion scheme, the transmit power for each wideband eigenmode,  $P_m$ , is distributed non-uniformly across selected ones of the  $N_F$  subbands such that the selected subbands achieve similar received SNRs at the receiver. The selected subbands are those with channel gains equal to or greater than a gain threshold. For this scheme, an average power gain,  $g_m$ , is initially computed for each wideband eigenmode, as follows:

$$g_m = \frac{1}{N_F} \sum_{k=1}^{N_F} \sigma_m^2(k) \quad , \quad \text{for } m \in M . \quad \text{Eq (16)}$$

A normalization  $\tilde{b}_m$  is then computed for each wideband eigenmode, as follows:

$$\tilde{b}_m = \frac{1}{\sum_{\sigma_m^2(k) > \beta_m g_m} [1 / \sigma_m^2(k)]} \quad , \quad \text{for } m \in M , \quad \text{Eq (17)}$$

where  $\beta_m g_m$  is the gain threshold and  $\beta_m$  is a scaling factor, which may be selected to maximize the overall throughput or based on some other criterion. The transmit power allocated to each subband of each wideband eigenmode,  $P_m(k)$ , may be expressed as:

$$P_m(k) = \begin{cases} \frac{\tilde{b}_m \cdot P_m}{\sigma_m^2(k)} , & \text{if } \sigma_m^2(k) \geq \beta_m g_m \\ 0 , & \text{otherwise} \end{cases} \quad , \quad \text{for } k \in K \text{ and } m \in M . \quad \text{Eq (18)}$$

For the selective channel inversion scheme,  $N_F$  or fewer subbands may be selected for use for each wideband eigenmode and the received SNRs for the selected subbands are approximately equal.

[1096] Other schemes may also be used to distribute the transmit power  $P_m$  across the  $N_F$  subbands of each wideband eigenmode, and this is within the scope of the invention.

### C. Transmission Mode Selection for Each Wideband Eigenmode

[1097] For step 816 in FIG. 8, an operating SNR is computed for each wideband eigenmode. The operating SNR indicates the transmission capability of the wideband eigenmode. Various methods may be used for step 816, depending on whether the received SNRs are similar or vary across the subbands of each wideband eigenmode. In the following description, SNRs are given in units of decibels (dB).

[1098] If channel inversion or selective channel inversion is performed, then the received SNRs for the subbands of each wideband eigenmode,  $\gamma_m(k)$  for  $k \in K$ , are similar. The received SNR for subband  $k$  of wideband eigenmode  $m$ ,  $\gamma_m(k)$ , may be computed as:

$$\gamma_m(k) = 10 \log_{10} \left( \frac{P_m(k) \cdot \sigma_m^2(k)}{N_0} \right), \text{ for } k \in K \text{ and } m \in M. \text{ (dB)} \quad \text{Eq (19)}$$

The operating SNR for each wideband eigenmode,  $\gamma_{op,m}$ , is equal to the received SNR for any one of the subbands of that wideband eigenmode minus the SNR offset for that wideband eigenmode, as follows:

$$\gamma_{op,m} = \gamma_m(k) - \gamma_{os,m}, \quad \text{for any } k \text{ and } m \in M, \text{ (dB)} \quad \text{Eq (20)}$$

where  $\gamma_m(k)$ ,  $\gamma_{os,m}$ , and  $\gamma_{op,m}$  are all given in units of dB in equations (19) and (20).

[1099] If the transmit power  $P_m$  for each wideband eigenmode is uniformly distributed across the subbands, then the received SNRs for the subbands of each wideband eigenmode are likely to vary. In this case, the operating SNR for each wideband eigenmode,  $\gamma_{op,m}$ , may be computed as:

$$\gamma_{op,m} = \gamma_{avg,m} - \gamma_{bo,m} - \gamma_{os,m}, \quad \text{(dB)} \quad \text{Eq (21)}$$

where  $\gamma_{avg,m}$  is an average of the received SNRs for the  $N_F$  subbands of wideband eigenmode  $m$ ; and

$\gamma_{bo,m}$  is a back-off factor that accounts for variation in the received SNRs, which may be a function of the variance of the received SNRs.

[1100] For step 818 in FIG. 8, a suitable transmission mode is selected for each wideband eigenmode based on the operating SNR for that wideband eigenmode. The system may be designed to support a set of transmission modes. The transmission mode having index 0 is for a null data rate (i.e., no data transmission). Each supported transmission mode is associated with a particular minimum SNR required to achieve the desired level of performance (e.g., 1% PER). Table 2 lists an exemplary set of 14 transmission modes supported by the system, which are identified by transmission mode indices 0 through 13. Each transmission mode is associated with a particular spectral efficiency, a particular code rate, a particular modulation scheme, and the minimum SNR required to achieve 1% PER for a non-fading, AWGN channel. The spectral efficiency refers to the data rate (i.e., the information bit rate) normalized by the system bandwidth, and is given in units of bits per second per Hertz (bps/Hz). The spectral efficiency for each transmission mode is determined by the coding scheme and the modulation scheme for that transmission mode. The code rate and modulation scheme for each transmission mode in Table 2 are specific to the exemplary system design.

Table 2

<b>Transmission Mode Index</b>	<b>Spectral Efficiency (bps/Hz)</b>	<b>Code Rate</b>	<b>Modulation Scheme</b>	<b>Required SNR (dB)</b>
0	0.0	-	-	-
1	0.25	1/4	BPSK	-1.8
2	0.5	1/2	BPSK	1.2
3	1.0	1/2	QPSK	4.2
4	1.5	3/4	QPSK	6.8
5	2.0	1/2	16 QAM	10.1
6	2.5	5/8	16 QAM	11.7
7	3.0	3/4	16 QAM	13.2
8	3.5	7/12	64 QAM	16.2
9	4.0	2/3	64 QAM	17.4
10	4.5	3/4	64 QAM	18.8
11	5.0	5/6	64 QAM	20.0
12	6.0	3/4	256 QAM	24.2
13	7.0	7/8	256 QAM	26.3

[1101] For each supported transmission mode with a non-zero data rate, the required SNR is obtained based on the specific system design (i.e., the particular code rate, interleaving scheme, modulation scheme, and so on, used by the system for that transmission mode) and for an AWGN channel. The required SNR may be obtained by computer simulation, empirical measurements, and so on, as is known in the art. A look-up table may be used to store the set of supported transmission modes and their required SNRs.

[1102] The operating SNR for each wideband eigenmode,  $\gamma_{op,m}$ , may be provided to the look-up table, which then provides the transmission mode  $q_m$  for that wideband eigenmode. This transmission mode  $q_m$  is the supported transmission mode with the highest data rate and a required SNR,  $\gamma_{req,m}$ , that is less than or equal to the operating SNR (i.e.,  $\gamma_{req,m} \leq \gamma_{op,m}$ ). The look-up table thus selects the highest possible data rate for each wideband eigenmode based on the operating SNR for that wideband eigenmode.

#### **D. Reallocation of Transmit Power**

[1103] For step 820 in FIG. 8, the excess transmit power for each wideband eigenmode is determined and redistributed to improve performance. The following terms are used for the description below:

- Active wideband eigenmode - a wideband eigenmode with a non-zero data rate (i.e., a transmission mode having an index from 1 through 13 in Table 2);
- Saturated wideband eigenmode - a wideband eigenmode with the maximum data rate (i.e., transmission mode having index 13); and
- Unsaturated wideband eigenmode - an active wideband eigenmode with a non-zero data rate less than the maximum data rate (i.e., a transmission mode having an index from 1 through 12).

[1104] The operating SNR for a wideband eigenmode may be less than the smallest required SNR in the look-up table (i.e.,  $\gamma_{op,m} < -1.8$  dB for the transmission modes shown in Table 2). In this case, the wideband eigenmode may be shut off (i.e., not used) and the transmit power for this wideband eigenmode may be redistributed to other wideband eigenmodes.

[1105] The selected transmission mode  $q_m$  for each active wideband eigenmode is associated with a required SNR,  $\gamma_{\text{req},m}$ , that is equal to or lower than the operating SNR, i.e.,  $\gamma_{\text{req},m} \leq \gamma_{\text{op},m}$ . The minimum transmit power required for each active wideband eigenmode,  $P_{\text{req},m}$ , may be computed as:

$$P_{\text{req},m} = \frac{P_m \cdot \gamma_{\text{req},m}}{\gamma_{\text{op},m}}, \text{ for } m \in M. \quad \text{Eq (22)}$$

The required transmit power is equal to zero ( $P_{\text{req},m} = 0$ ) for each wideband eigenmode that is shut off (i.e., with transmission mode having index 0 in Table 2).

[1106] The excess power for each wideband eigenmode,  $P_{\text{excess},m}$ , is the amount of allocated power that is over the minimum power needed to achieve the required SNR (i.e.,  $P_{\text{excess},m} = P_m - P_{\text{req},m}$ ). The total excess power for all wideband eigenmodes,  $P_{\text{excess}}$ , may be computed as:

$$P_{\text{excess}} = \sum_{m=1}^{N_s} (P_m - P_{\text{req},m}). \quad \text{Eq (23)}$$

[1107] The total excess power,  $P_{\text{excess}}$ , may be redistributed in various manners. For example, the total excess power,  $P_{\text{excess}}$ , may be redistributed to one or more wideband eigenmodes such that higher overall throughput is achieved. In one embodiment, the total excess power,  $P_{\text{excess}}$ , is redistributed to one unsaturated wideband eigenmode at a time, starting with the best one having the highest data rate, to move the wideband eigenmode to the next higher data rate. In another embodiment, the total excess power,  $P_{\text{excess}}$ , is redistributed to the wideband eigenmode that can achieve the highest increase in data rate with the least amount of transmit power.

[1108] If all wideband eigenmodes are operated at the highest data rate, or if the remaining excess power cannot increase the data rate of any wideband eigenmode, then the remaining excess power may be redistributed to one, multiple, or all active wideband eigenmodes to improve the SNR margins for these wideband eigenmodes.



### **E. Transmission Mode Adjustment**

[1109] For step 822 in FIG. 8, the transmission mode for each wideband eigenmode may be adjusted based on information from the outer loop. The selected transmission modes for the downlink and uplink wideband eigenmodes may be adjusted using the techniques described above for FIG. 2. For example, if excessive packet errors are received on a given wideband eigenmode, then the outer loop may provide a transmission mode adjustment for that wideband eigenmode. As another example, a running average of the received SNRs may be maintained for each wideband eigenmode and used to compute the SNR margin for that wideband eigenmode. If the SNR margin for a given wideband eigenmode is negative, then the transmission mode for the wideband eigenmode may be adjusted to the next lower data rate. If a packet is transmitted across multiple wideband eigenmodes, then the transmission mode for the wideband eigenmode with the worse SNR margin may be adjusted to the next lower data rate whenever packet errors are detected. In any case, a transmission mode adjustment may direct the selection of another transmission mode with a lower data rate than the one selected in step 818.

## **II. MIMO-OFDM System**

[1110] FIG. 9A shows a block diagram of an embodiment of an access point 510x and a user terminal 520x in the exemplary TDD MIMO-OFDM system. Access point 510x is one of access points 510 in FIG. 5, and user terminal 520x is one of user terminals 520. FIG. 9A shows the processing for downlink transmission. In this case, access point 510x is transmitter 110 in FIG. 1 and user terminal 520x is receiver 150.

[1111] For downlink transmission, at access point 510x, traffic data is provided from a data source 912 to a TX data processor 920, which demultiplexes the traffic data into  $N_C$  data streams, where  $N_C > 1$ . Traffic data may come from multiple data sources (e.g., one data source for each higher layer application) and the demultiplexing may not be needed. For simplicity, only one data source 912 is shown in FIG. 9A. TX data processor 920 formats, codes, interleaves, modulates, and scales each data stream in accordance with the transmission mode selected for that data stream to provide a corresponding scaled modulation symbol stream. The data rate, coding, and modulation for each data stream may be determined by a data rate control, a coding control, and a

modulation control, respectively, provided by a controller 940. TX data processor 920 provides  $N_C$  scaled modulation symbol streams to a TX spatial processor 928.

[1112] TX spatial processor 928 processes the  $N_C$  scaled modulation symbol streams based on a selected transmission scheme, multiplexes in pilot symbols, and provides  $N_{ap}$  transmit symbol streams to  $N_{ap}$  transmitter units (TMTR) 930a through 930ap. The selected transmission scheme may be for transmit diversity, spatial multiplexing, or beam-steering. Transmit diversity entails transmitting data redundantly from multiple antennas and/or on multiple subbands to obtain diversity and improve reliability. A space-time transmit diversity (STTD) may be used for transmit diversity. Beam-steering entails transmitting data on a single (best) spatial channel at full power using the phase steering information for the principal eigenmode. Spatial multiplexing entails transmitting data on multiple spatial channels to achieve higher spectral efficiency. The spatial processing for spatial multiplexing is shown in Table 1. Each transmitter unit 930 performs OFDM processing on its transmit symbol stream to provide a corresponding OFDM symbol stream, which is further processed to generate a modulated signal. The  $N_{ap}$  modulated signals from transmitter units 930a through 930ap are then transmitted via  $N_{ap}$  antennas 932a through 932ap, respectively.

[1113] At user terminal 520x, the  $N_{ap}$  transmitted signals are received by each of  $N_{ut}$  antennas 952a through 952ut, and the received signal from each antenna is provided to an associated receiver unit (RCVR) 954. Each receiver unit 954 conditions and digitizes its received signal to provide a stream of samples, which is further processed to provide a corresponding stream of received symbols. Receiver units 954a through 954ut provide  $N_{ut}$  received symbol streams to an RX spatial processor 962, which performs spatial processing based on the selected transmission scheme (e.g., as shown in Table 1 for spatial multiplexing). RX spatial processor 962 provides  $N_C$  recovered symbol streams, which are estimates of the  $N_C$  modulation symbol streams transmitted by access point 510x. An RX data processor 964 then demodulates, deinterleaves, and decodes each recovered symbol stream in accordance with the selected transmission mode to provide corresponding decoded data streams, which are estimates of the data streams transmitted by access point 510x. The processing by RX spatial processor 962 and RX data processor 964 is complementary to that performed by TX spatial processor 928 and TX data processor 920, respectively, at access point 510x.

[1114] A channel estimator 974 obtains estimates of one or more channel characteristics of the downlink and provides channel estimates to a controller 970. The channel estimates may be for channel gains, noise floor  $N_{0,ut}$ , and so on. RX data processor 964 may provide the status of each received data packet. Based on the various types of information received from channel estimator 974 and RX data processor 964, controller 970 determines a transmission mode for each of the multiple parallel channels on the downlink using the techniques described above. Each parallel channel may correspond to a wideband eigenmode (as described above) or some other combination of subbands and eigenmodes. Controller 970 provides feedback information, which may include the  $N_C$  selected transmission modes for the downlink, the channel estimates, the terminal noise floor, ACKs and/or NAKs for the receive data packets, and so on, or any combination thereof. The feedback information is processed by a TX data processor 978 and a TX spatial processor 980, multiplexed with a steered reference, conditioned by transmitter units 954a through 954ut, and transmitted via antennas 952a through 952ut to access point 510x.

[1115] At access point 510x, the  $N_{ut}$  transmitted signals from user terminal 520x are received by antennas 932a through 932ap, conditioned by receiver units 930a through 930ap, and processed by an RX spatial processor 934 and an RX data processor 936 to recover the feedback information sent by user terminal 520x. The feedback information is then provided to controller 940 and used to control the processing of the  $N_C$  data streams sent to user terminal 520x. For example, the data rate, coding, and modulation of each downlink data stream may be determined based on the transmission mode selected by user terminal 520x. The received ACK/NAK may be used to initiate either a full retransmission or an incremental transmission of each data packet received in error by user terminal 520x. For an incremental transmission, a small portion of a data packet received in error is transmitted to allow user terminal 520x to recover the packet.

[1116] A channel estimator 944 obtains channel gain estimates based on the received steered reference. The channel gain estimates are provided to controller 940 and used (possibly along with the user terminal noise floor  $N_{0,ut}$  estimate) to derive transmit weights for the downlink. Controller 940 provides the data rate controls to data source 912 and TX data processor 920. Controller 940 further provides the coding and modulation controls and the transmit weights to TX data processor 920. The channel

estimation and transmission mode selection for downlink transmission may be performed as described above.

[1117] Controllers 940 and 970 direct the operation at access point 510x and user terminal 520x, respectively. Memory units 942 and 972 provide storage for program codes and data used by controllers 940 and 970, respectively.

[1118] **FIG. 9B** shows access point 510x and user terminal 520x for uplink transmission. In this case, user terminal 520x is transmitter 110 in FIG. 1 and access point 510x is receiver 150. The channel estimation and transmission mode selection for uplink transmission may be performed as described above. The data processing at access point 510x and user terminal 520x for uplink transmission may be performed in a manner similar to that described above for downlink transmission. The spatial processing at access point 510x and user terminal 520x for uplink transmission may be performed as shown in Table 1.

#### **A. Transmitter and Receiver Subsystems**

[1119] For clarity, the processing at access point 510x and user terminal 520x for downlink transmission is described in further detail below.

[1120] **FIG. 10** shows a block diagram of a transmitter subsystem 1000, which is an embodiment of the transmitter portion of access point 510x. For this embodiment, TX data processor 920 includes a demultiplexer (Demux) 1010,  $N_C$  encoders 1012a through 1012s,  $N_C$  channel interleavers 1014a through 1014s,  $N_C$  symbol mapping units 1016a through 1016s, and  $N_C$  signal scaling units 1018a through 1018s (i.e., one set of encoder, channel interleaver, symbol mapping unit, and signal scaling unit for each of the  $N_C$  data streams). Demultiplexer 1010 demultiplexes the traffic data (i.e., the information bits) into  $N_C$  data streams, where each data stream is provided at the data rate indicated by the data rate control. Demultiplexer 1010 may be omitted if traffic data is already provided as  $N_C$  data streams.

[1121] Each encoder 1012 receives and codes a respective data stream based on the selected coding scheme (as indicated by the coding control) to provide code bits. Each data stream may carry one or more data packets, and each data packet is typically coded separately to obtain a coded data packet. The coding increases the reliability of the data transmission. The selected coding scheme may include any combination of CRC coding, convolutional coding, turbo coding, block coding, and so on. The code bits from each encoder 1012 are provided to a respective channel interleaver 1014, which

interleaves the code bits based on a particular interleaving scheme. If the interleaving is dependent on transmission mode, then controller 940 provides an interleaving control (as indicated by the dashed line) to channel interleaver 1014. The interleaving provides time, frequency, and/or spatial diversity for the code bits.

[1122] The interleaved bits from each channel interleaver 1014 are provided to a respective symbol mapping unit 1016, which maps the interleaved bits based on the selected modulation scheme (as indicated by the modulation control) to provide modulation symbols. Unit 1016 groups each set of  $B$  interleaved bits to form a  $B$ -bit binary value, where  $B \geq 1$ , and further maps each  $B$ -bit value to a specific modulation symbol based on the selected modulation scheme (e.g., QPSK, M-PSK, or M-QAM, where  $M = 2^B$ ). Each modulation symbol is a complex value in a signal constellation defined by the selected modulation scheme. The modulation symbols from each symbol mapping unit 1016 are then provided to a respective signal scaling unit 1018, which scales the modulation symbols with the transmit weights,  $W_m(k)$  for  $k \in K$ , to achieve channel inversion and power distribution. Signal scaling units 1018a through 1018s provide  $N_C$  scaled modulation symbol streams.

[1123] Each data stream is transmitted on a respective parallel channel that may include any number and any combination of subbands, transmit antennas, and spatial channels. For example, one data stream may be transmitted on all usable subbands of each wideband eigenmode, as described above. TX spatial processor 928 performs the required spatial processing, if any, on the  $N_C$  scaled modulation symbol streams and provides  $N_{ap}$  transmit symbol streams. The spatial processing may be performed as shown in Table 1.

[1124] For a transmission scheme whereby one data stream is transmitted on all subbands of each wideband eigenmode (for a full-CSI MIMO system, as described above),  $N_S$  sets of encoder 1012, channel interleaver 1014, symbol mapping unit 1016, and signal scaling unit 1018 may be used to process  $N_S$  data streams (where  $N_C = N_S = N_{ap} \leq N_{ut}$  for a full rank channel response matrix) to provide  $N_{ap}$  scaled modulation symbol streams. TX spatial processor 928 then performs spatial processing on the  $N_{ap}$  scaled modulation symbol streams, as shown in Table 1, to provide the  $N_{ap}$  transmit symbol streams.

[1125] For a transmission scheme whereby one data stream is transmitted on all subbands of each transmit antenna (for a partial-CSI MIMO system),  $N_{ap}$  sets of encoder

1012, channel interleaver 1014, symbol mapping unit 1016, and signal scaling unit 1018 may be used to process  $N_{ap}$  data streams (where  $N_C = N_{ap}$ ) to provide  $N_{ap}$  scaled modulation symbol streams. TX spatial processor 928 then simply passes each scaled modulation symbol stream as a transmit symbol stream. Since spatial processing is not performed for this transmission scheme, each transmit symbol is a modulation symbol.

[1126] In general, TX spatial processor 928 performs the appropriate demultiplexing and/or spatial processing of the scaled modulation symbols to obtain transmit symbols for the parallel channel used for each data stream. TX spatial processor 928 further multiplexes pilot symbols with the transmit symbols, e.g., using time division multiplex (TDM) or code division multiplex (CDM). The pilot symbols may be sent in all or a subset of the subbands/eigenmodes used to transmit traffic data. TX spatial processor 928 provides  $N_{ap}$  transmit symbol streams to  $N_{ap}$  transmitter units 930a through 930ap.

[1127] Each transmitter unit 930 performs OFDM processing on a respective transmit symbol stream and provides a corresponding modulated signal. The OFDM processing typically includes (1) transforming each set of  $N_F$  transmit symbols to the time domain using an  $N_F$ -point inverse fast Fourier transform (IFFT) to obtain a "transformed" symbol that contains  $N_F$  samples and (2) repeating a portion of each transformed symbol to obtain an OFDM symbol that contains  $N_F + N_{cp}$  samples. The repeated portion is referred to as the cyclic prefix, and  $N_{cp}$  indicates the number of samples being repeated. The OFDM symbols are further processed (e.g., converted to one or more analog signals, amplified, filtered, and frequency upconverted) by transmitter unit 930 to generate the modulated signal. Other designs for transmitter subsystem 1000 may also be implemented and are within the scope of the invention.

[1128] Controller 940 may perform various functions related to closed-loop rate control for the downlink and uplink (e.g., transmission mode selection for the uplink and transmit weight computation for the downlink). For uplink transmission, controller 940 may perform process 800 in FIG. 8 and selects a transmission mode for each of the multiple parallel channels on the uplink. Within controller 940, a power allocation unit 1042 distributes the total transmit power,  $P_{\text{total, up}}$ , to the multiple parallel channels (e.g., based on the channel gain estimates  $\hat{\sigma}_m(k)$  and the noise floor estimate  $N_{0,ap}$  for the access point). A channel inversion unit 1044 performs channel inversion for each

parallel channel. A transmission mode (TM) selector 1046 selects a suitable transmission mode for each parallel channel. Memory unit 942 may store a look-up table 1048 for supported transmission modes and their required SNRs (e.g., as shown in Table 2). For downlink transmission, controller 940 may also perform process 800 in FIG. 8 to determine the transmit power for each subband of each wideband eigenmode and computes the transmit weights used for scaling modulation symbols prior to transmission on the downlink.

[1129] FIG. 11 shows a block diagram of a receiver subsystem 1100, which is an embodiment of the receiver portion of user terminal 520x. The  $N_{ap}$  transmitted signals from access point 510x are received by antennas 952a through 952ut, and the received signal from each antenna is provided to a respective receiver unit 954. Each receiver unit 954 conditions and digitizes its received signal to obtain a stream of samples, and further performs OFDM processing on the samples. The OFDM processing at the receiver typically includes (1) removing the cyclic prefix in each received OFDM symbol to obtain a received transformed symbol and (2) transforming each received transformed symbol to the frequency domain using a fast Fourier transform (FFT) to obtain a set of  $N_F$  received symbols for the  $N_F$  subbands. The received symbols are estimates of the transmit symbols sent by access point 510x. Receiver units 954a through 954ut provide  $N_{ut}$  received symbol streams to RX spatial processor 962.

[1130] RX spatial processor 962 performs spatial or space-time processing on the  $N_{ut}$  received symbol streams to provide  $N_C$  recovered symbol streams. RX spatial processor 962 may implement a linear zero-forcing (ZF) equalizer (which is also referred to as a channel correlation matrix inversion (CCMI) equalizer), a minimum mean square error (MMSE) equalizer, an MMSE linear equalizer (MMSE-LE), a decision feedback equalizer (DFE), or some other equalizer.

[1131] RX data processor 964 receives the  $N_C$  recovered symbol streams from RX spatial processor 962. Each recovered symbol stream is provided to a respective symbol demapping unit 1132, which demodulates the recovered symbols in accordance with the modulation scheme used for that stream, as indicated by a demodulation control provided by controller 970. The demodulated data stream from each symbol demapping unit 1132 is de-interleaved by an associated channel de-interleaver 1134 in a manner complementary to that performed at access point 510x for that data stream. If the interleaving is dependent on transmission mode, then controller 970 provides a

deinterleaving control to channel de-interleaver 1134, as indicated by the dashed line. The de-interleaved data from each channel de-interleaver 1134 is decoded by an associated decoder 1136 in a manner complementary to that performed at access point 510x, as indicated by a decoding control provided by controller 970. For example, a turbo decoder or a Viterbi decoder may be used for decoder 1136 if turbo or convolutional coding, respectively, is performed at access point 510x. Decoder 1136 may also provide the status of each received data packet (e.g., indicating whether the packet was received correctly or in error). Decoder 1136 may further store demodulated data for packets decoded in error, so that this data may be combined with additional data from a subsequent incremental transmission and decoded.

[1132] In the embodiment shown in FIG. 11, channel estimator 974 estimates the channel response and the noise floor at user terminal 520x (e.g., based on the received pilot symbols) and provides the channel estimates to controller 970. Controller 970 performs various functions related to closed-loop rate control for both the downlink and uplink (e.g., transmission mode selection for the downlink and transmit weight computation for the uplink). For downlink transmission, controller 970 may perform process 800 in FIG. 8. Within controller 970, a power allocation unit 1172 distributes the total transmit power,  $P_{\text{total, dn}}$ , to the multiple parallel channels (e.g., based on the channel gain estimates  $\hat{\sigma}_m(k)$  and the noise floor  $N_{0, \text{ut}}$  estimate for the user terminal). A channel inversion unit 1174 performs channel inversion for each of the multiple parallel channels. A transmission mode (TM) selector 1176 selects a suitable transmission mode for each parallel channel. Memory unit 972 may store a look-up table 1178 for supported transmission modes and their required SNRs (e.g., as shown in Table 2). Controller 970 provides  $N_C$  selected transmission modes for the  $N_C$  parallel channels on the downlink, which may be part of the feedback information sent to access point 510x. For uplink transmission, controller 970 may also perform process 800 in FIG. 8 to determine the transmit power for each subband of each wideband eigenmode and computes the transmit weights used for scaling modulation symbols prior to transmission on the uplink.

[1133] For clarity, transmitter subsystem 1000 has been described for access point 510x and receiver subsystem 1100 has been described for user terminal 520x. Transmitter subsystem 1000 may also be used for the transmitter portion of user



terminal 520x, and receiver subsystem 1100 may also be used for the receiver portion of access point 510x.

### **B. Downlink and Uplink Rate Control**

[1134] **FIG. 12A** shows a process for performing closed-loop rate control for the downlink based on the frame structure shown in FIG. 6. A BCH PDU is transmitted in the first segment of each TDD frame (see FIG. 6) and includes the MIMO pilot that can be used by the user terminal to estimate and track the downlink. A steered reference may also be sent in the preamble of an FCH PDU sent to the user terminal. The user terminal estimates the downlink based on the MIMO pilot and/or the steered reference and selects a suitable transmission mode (with the highest supported data rate) for each downlink wideband eigenmode (i.e., each parallel channel). The user terminal then sends these transmission modes as “proposed” transmission modes for the downlink in an RCH PDU sent to the access point.

[1135] The access point receives the proposed transmission modes from the user terminal and schedules data transmission on the downlink in subsequent TDD frame(s). The access point selects the transmission modes for the downlink, which may be the ones received from the user terminal or some other transmission modes (with lower data rates), depending on system loading and other factors. The access point sends assignment information for the user terminal (which includes the transmission modes selected by the access point for downlink transmission) on the FCCH. The access point then transmits data on the FCH to the user terminal using the selected transmission modes. The user terminal receives the assignment information and obtains the transmission modes selected by the access point. The user terminal then processes the downlink transmission in accordance with the selected transmission mode. For the embodiment shown in FIG. 12A, the delay between the channel estimation and transmission mode selection by the user terminal and the use of these transmission modes for downlink transmission is typically one TDD frame, but may be different depending on applications, system configurations, and other factors.

[1136] **FIG. 12B** shows a process for performing closed-loop rate control for the uplink based on the frame structure shown in FIG. 6. The user terminal transmits a steered reference on the RACH during system access and on the RCH upon being assigned FCH/RCH resources (see FIG. 6). The access point estimates the uplink based on the received steered reference and selects a suitable transmission mode for each

uplink wideband eigenmode. The access point sends assignment information for the user terminal (which includes the transmission modes selected for uplink transmission) on the FCCH. The user terminal transmits data on the RCH to the access point using the selected transmission modes. The access point processes the uplink transmission in accordance with the selected transmission modes.

[1137] The closed-loop rate control techniques described herein may be implemented by various means. For example, these techniques may be implemented in hardware, software, or a combination thereof. For a hardware implementation, the elements used for closed-loop rate control at the transmitter and the receiver (e.g., controllers 940 and 970) may be implemented within one or more application specific integrated circuits (ASICs), digital signal processors (DSPs), digital signal processing devices (DSPDs), programmable logic devices (PLDs), field programmable gate arrays (FPGAs), processors, controllers, micro-controllers, microprocessors, other electronic units designed to perform the functions described herein, or a combination thereof.

[1138] For a software implementation, portions of the closed-loop rate control may be implemented with modules (e.g., procedures, functions, and so on) that perform the functions described herein. The software codes may be stored in a memory unit (e.g., memory unit 942 or 972 in FIGS. 9A and 9B) and executed by a processor (e.g., controller 940 or 970). The memory unit may be implemented within the processor or external to the processor, in which case it can be communicatively coupled to the processor via various means as is known in the art.

[1139] Headings are included herein for reference and to aid in locating certain sections. These headings are not intended to limit the scope of the concepts described therein under, and these concepts may have applicability in other sections throughout the entire specification.

[1140] The previous description of the disclosed embodiments is provided to enable any person skilled in the art to make or use the present invention. Various modifications to these embodiments will be readily apparent to those skilled in the art, and the generic principles defined herein may be applied to other embodiments without departing from the spirit or scope of the invention. Thus, the present invention is not intended to be limited to the embodiments shown herein but is to be accorded the widest scope consistent with the principles and novel features disclosed herein.

**WHAT IS CLAIMED IS:**

## CLAIMS

1. A method of transmitting data on a plurality of parallel channels in a wireless communication system, comprising:

obtaining channel estimates for each of the plurality of parallel channels;

selecting a transmission mode for each of the plurality of parallel channels based on the channel estimates for the parallel channel, wherein the transmission mode for each of the plurality of parallel channels indicates a data rate for the parallel channel; and

sending the transmission mode for each of the plurality of parallel channels to a transmitting entity, wherein a data transmission on each of the plurality of parallel channels is processed at the transmitting entity in accordance with the transmission mode selected for the parallel channel.

2. The method of claim 1, further comprising:

receiving data transmissions on the plurality of parallel channels from the transmitting entity; and

processing the data transmissions in accordance with the transmission mode selected for each of the plurality of parallel channels to recover data sent on the parallel channel.

3. The method of claim 1, wherein the channel estimates for each of the plurality of parallel channels include at least one channel gain estimate and a noise floor estimate for the parallel channel.

4. The method of claim 1, wherein the selecting includes

determining a received signal-to-noise ratio (SNR) for each of the plurality of parallel channels based on the channel estimates for the parallel channel, and wherein the transmission mode for each of the plurality of parallel channels is selected based on the received SNR for the parallel channel.

5. The method of claim 4, wherein the selecting further includes determining an SNR offset for each of the plurality of parallel channels, and wherein the transmission mode for each of the plurality of parallel channels is further selected based on the SNR offset for the parallel channel.

6. The method of claim 5, wherein the selecting further includes determining an operating SNR for each of the plurality of parallel channels based on the received SNR and the SNR offset for the parallel channel, and wherein the transmission mode for each of the plurality of parallel channels is selected based on the operating SNR for the parallel channel.

7. The method of claim 6, wherein the transmission mode for each of the plurality of parallel channels is further selected based on a set of required SNRs for a set of transmission modes supported by the system.

8. The method of claim 1, further comprising:  
estimating the quality of the data transmission received on each of the plurality of parallel channels, and wherein the transmission mode for each of the plurality of parallel channels is further selected based on the estimated quality of the data transmission received on the parallel channel.

9. The method of claim 5, further comprising:  
adjusting the SNR offset for each of the plurality of parallel channels based on status of data packets received on the parallel channel.

10. The method of claim 5, further comprising:  
adjusting the SNR offset for each of the plurality of parallel channels based on at least one decoder metric maintained for the parallel channel.

11. The method of claim 1, further comprising:  
detecting for packet errors for each of the plurality of parallel channels; and

adjusting the transmission mode for each of the plurality of parallel channels based on the packet errors for the parallel channel.

12. The method of claim 4, further comprising:

determining an SNR margin for each of the plurality of parallel channels based on the received SNR and a required SNR for the parallel channel; and

adjusting the transmission mode for each of the plurality of parallel channels based on SNR margins for the plurality of parallel channels.

13. The method of claim 6, further comprising:

distributing total transmit power to the plurality of parallel channels, and wherein the operating SNR for each of the plurality of parallel channels is further determined based on transmit power distributed to the parallel channel.

14. The method of claim 13, wherein the total transmit power is uniformly distributed to the plurality of parallel channels.

15. The method of claim 13, wherein the total transmit power is distributed to the plurality of parallel channels using a water-filling procedure.

16. The method of claim 13, further comprising:

determining excess power for each of the plurality of parallel channels based on the operating SNR for the parallel channel, a required SNR for the transmission mode selected for the parallel channel, and the transmit power distributed to the parallel channel;

accumulating the excess power for each of the plurality of parallel channels to obtain total excess power for the plurality of parallel channels; and

redistributing the total excess power to at least one of the plurality of parallel channels.

17. The method of claim 16, wherein the total excess power is redistributed evenly to unsaturated parallel channels among the plurality of parallel channels, where the unsaturated parallel channels have data rates greater than zero and less than a maximum data rate.

18. The method of claim 16, wherein the total excess power is redistributed to one parallel channel, selected from among the plurality of parallel channels, that can achieve a highest increase in data rate with the total excess power.

19. The method of claim 13, wherein each of the plurality of parallel channels includes a plurality of subbands, the method further comprising:

distributing the transmit power for each of the plurality of parallel channels across the plurality of subbands of the parallel channel to achieve similar received SNRs for the plurality of subbands.

20. The method of claim 13, wherein each of the plurality of parallel channels includes a plurality of subbands, the method further comprising:

distributing the transmit power for each of the plurality of parallel channels uniformly across the plurality of subbands of the parallel channel.

21. The method of claim 1, wherein the wireless communication system is an orthogonal frequency division multiplex (OFDM) communication system, and wherein the plurality of parallel channels are formed by a plurality of disjoint sets of subbands.

22. The method of claim 1, wherein the wireless communication system is a frequency division multiplex (FDM) communication system, and wherein the plurality of parallel channels are formed by a plurality of frequency subbands.

23. The method of claim 1, wherein the wireless communication system is a time division multiplex (TDM) communication system, and wherein the plurality of parallel channels are formed by a plurality of time slots.

24. The method of claim 1, wherein the wireless communication system is a multiple-input multiple-output (MIMO) communication system, and wherein the plurality of parallel channels are formed by a plurality of spatial channels.

25. The method of claim 1, wherein the wireless communication system is a multiple-input multiple-output (MIMO) communication system with orthogonal frequency division multiplex (OFDM).

26. The method of claim 25, wherein the plurality of parallel channels are formed by a plurality of wideband spatial channels, and wherein each of the plurality of parallel channels includes a plurality of subbands.

27. The method of claim 25, wherein the channel estimates for each of the plurality of parallel channels are obtained based on a pilot transmitted from each of a plurality of antennas by the transmitting entity.

28. The method of claim 25, wherein the channel estimates for each of the plurality of parallel channels are obtained based on a steered reference transmitted from a plurality of antennas by the transmitting entity.

29. An apparatus in a wireless communication system, comprising:  
means for obtaining channel estimates for each of a plurality of parallel channels;

means for selecting a transmission mode for each of the plurality of parallel channels based on the channel estimates for the parallel channel, wherein the transmission mode for each of the plurality of parallel channels indicates a data rate for the parallel channel; and

means for sending the transmission mode for each of the plurality of parallel channels to a transmitting entity, wherein a data transmission on each of the plurality of parallel channels is processed at the transmitting entity in accordance with the transmission mode selected for the parallel channel.

30. The apparatus of claim 29, further comprising:  
means for receiving data transmissions on the plurality of parallel channels from the transmitting entity; and

means for processing the received data transmissions in accordance with the transmission mode selected for each of the plurality of parallel channels to recover data sent on the parallel channel.

31. The apparatus of claim 29, wherein the means for selecting includes

means for determining a received signal-to-noise ratio (SNR) for each of the plurality of parallel channels based on the channel estimates for the parallel channel, and wherein the transmission mode for each of the plurality of parallel channels is selected based on the received SNR for the parallel channel.

32. The apparatus of claim 29, further comprising:

means for estimating the quality of the data transmission received on each of the plurality of parallel channels, and wherein the transmission mode for each of the plurality of parallel channels is further selected based on the estimated quality of the data transmission received on the parallel channel.

33. An apparatus in a wireless communication system, comprising:

a channel estimator operative to obtain channel estimates for each of a plurality of parallel channels; and

a controller operative to select a transmission mode for each of the plurality of parallel channels based on the channel estimates for the parallel channel, wherein the transmission mode for each of the plurality of parallel channels indicates a data rate for the parallel channel, and wherein a data transmission on each of the plurality of parallel channels is processed at a transmitting entity in accordance with the transmission mode selected for the parallel channel.

34. The apparatus of claim 33, further comprising:

a receive (RX) data processor operative to receive data transmissions on the plurality of parallel channels and to process the received data transmissions in accordance with the transmission mode selected for each of the plurality of parallel channels to recover data sent on the parallel channel.

35. The apparatus of claim 33, wherein the controller is operative to determine a received signal-to-noise ratio (SNR) for each of the plurality of parallel channels based on the channel estimates for the parallel channel and to select the transmission mode for each parallel channel based on the received SNR for the parallel channel.



36. The apparatus of claim 33, wherein the controller is operative to obtain an estimate of the quality of the data transmission received on each of the plurality of parallel channels and to adjust the transmission mode for each parallel channel based on the estimated quality of the data transmission received on the parallel channel.

37. A method of transmitting data on a plurality of parallel channels in a wireless communication system, comprising:

- receiving feedback information from a receiving entity, wherein the feedback information is indicative of the quality of the plurality of parallel channels;

- determining a transmission mode for each of the plurality of parallel channels based on the feedback information, wherein the transmission mode for each of the plurality of parallel channels indicates a data rate for the parallel channel;

- processing data for each of the plurality of parallel channels in accordance with the transmission mode for the parallel channel; and

- transmitting the processed data for each of the plurality of parallel channels on the parallel channel to the receiving entity.

38. The method of claim 37, wherein the transmission mode for each of the plurality of parallel channels is selected by the receiving entity based on channel estimates obtained for the parallel channel, and wherein the feedback information includes a plurality of transmission modes selected by the receiving entity for the plurality of parallel channels.

39. The method of claim 37, further comprising:

- obtaining channel gain estimates for each of the plurality of parallel channels, and wherein the transmission mode for each of the plurality of parallel channels is determined based on the channel gain estimates for the parallel channel and a noise floor estimate for the parallel channel included in the feedback information from the receiving entity.

40. The method of claim 39, wherein the channel gain estimates for each of the plurality of parallel channels are obtained based on a steered reference received from the receiving entity.

41. The method of claim 37, further comprising:  
receiving an adjustment to the transmission mode for a first parallel channel among the plurality of parallel channels; and  
processing data for the first parallel channel in accordance with the adjustment to the transmission mode for the first parallel channel.

42. The method of claim 41, wherein the adjustment to the transmission mode for the first parallel channel is determined based on packet errors detected for the first parallel channel.

43. The method of claim 41, wherein the adjustment to the transmission mode for the first parallel channel is determined based on a received signal-to-noise ratio (SNR) and a required SNR for the first parallel channel.

44. The method of claim 37, further comprising:  
computing, for each of the plurality of parallel channels, a plurality of transmit weights for a plurality of subbands of the parallel channel, wherein the plurality of transmit weights achieve similar received signal-to-noise ratios (SNRs) for the plurality of subbands of the parallel channel; and  
scaling the processed data for each of the plurality of parallel channels with the plurality of transmit weights for the parallel channel, and wherein the scaled and processed data for each of the plurality of parallel channels is transmitted on the parallel channel.

45. An apparatus in a wireless communication system, comprising:

means for receiving feedback information from a receiving entity, wherein the feedback information is indicative of the quality of the plurality of parallel channels;

means for determining a transmission mode for each of a plurality of parallel channels based on the feedback information, wherein the transmission mode for each of the plurality of parallel channels indicates a data rate for the parallel channel;

means for processing data for each of the plurality of parallel channels in accordance with the transmission mode for the parallel channel; and

means for transmitting the processed data for each of the plurality of parallel channels on the parallel channel.

46. The apparatus of claim 45, further comprising:

means for obtaining channel gain estimates for each of the plurality of parallel channels, and wherein the transmission mode for each of the plurality of parallel channels is determined based on the channel gain estimates for the parallel channel and a noise floor estimate for the parallel channel included in the feedback information from the receiving entity.

47. The apparatus of claim 45, further comprising:

means for receiving an adjustment to the transmission mode for a first parallel channel among the plurality of parallel channels; and

means for processing data for the first parallel channel in accordance with the adjustment to the transmission mode for the first parallel channel

48. An apparatus in a wireless communication system, comprising:

a controller operative to determine a transmission mode for each of a plurality of parallel channels based on feedback information received from a receiving entity, wherein the feedback information is indicative of the quality of the plurality of parallel channels, and wherein the transmission mode for each of the plurality of parallel channels indicates a data rate for the parallel channel;

a transmit (TX) data processor operative to process data for each of the plurality of parallel channels in accordance with the transmission mode for the parallel channel; and

at least one transmitter unit operative to transmit the processed data for each of the plurality of parallel channels on the parallel channel.

49. The apparatus of claim 48, wherein the controller is operative to obtain channel gain estimates for each of the plurality of parallel channels and to determine the transmission mode for each of the plurality of parallel channels based on the channel gain estimates for the parallel channel and a noise floor estimate for the parallel channel included in the feedback information from the receiving entity.

50. The apparatus of claim 48, wherein the controller is operative to obtain an adjustment to the transmission mode for a first parallel channel among the plurality of parallel channels, and wherein the TX data processor is operative to process data for the first parallel channel in accordance with the adjustment to the transmission mode for the first parallel channel.

51. A method of transmitting data on a plurality of parallel channels in a wireless communication system, comprising:

obtaining channel estimates for each of the plurality of parallel channels;

computing a received signal-to-noise ratio (SNR) for each of the plurality of parallel channels based on the channel estimates for the parallel channel;

computing an operating SNR for each of the plurality of parallel channels based on the received SNR and an SNR offset for the parallel channel;

selecting a transmission mode for each of the plurality of parallel channels based on the operating SNR for the parallel channel and a set of required SNRs for a set of transmission modes supported by the system, wherein the transmission mode for each of the plurality of parallel channels indicates a data rate for the parallel channel; and

processing data for each of the plurality of parallel channels in accordance with the transmission mode selected for the parallel channel.

52. The method of claim 51, further comprising:

estimating the quality of a data transmission received on each of the plurality of parallel channels; and

adjusting the SNR offset for each of the plurality of parallel channels based on the estimated quality of the data transmission received on the parallel channel.

53. The method of claim 52, wherein the quality of the data transmission received on each of the plurality of parallel channels is estimated based on status of packets received on the parallel channel.

54. The method of claim 52, further comprising:

adjusting the transmission mode for each of the plurality of parallel channels based on the estimated quality of the data transmission received on the parallel channel.

55. An apparatus in a wireless communication system, comprising:

means for obtaining channel estimates for each of a plurality of parallel channels;

means for computing a received signal-to-noise ratio (SNR) for each of the plurality of parallel channels based on the channel estimates for the parallel channel;

means for computing an operating SNR for each of the plurality of parallel channels based on the received SNR and an SNR offset for the parallel channel;

means for selecting a transmission mode for each of the plurality of parallel channels based on the operating SNR for the parallel channel and a set of required SNRs for a set of transmission modes supported by the system, wherein the transmission mode for each of the plurality of parallel channels indicates a data rate for the parallel channel; and

means for processing data for each of the plurality of parallel channels in accordance with the transmission mode selected for the parallel channel.

56. The apparatus of claim 55, further comprising:

means for estimating the quality of a data transmission received on each of the plurality of parallel channels; and

means for adjusting the SNR offset for each of the plurality of parallel channels based on the estimated quality of the data transmission received on the parallel channel.

57. The method of claim 56, further comprising:

means for adjusting the transmission mode for each of the plurality of parallel channels based on the estimated quality of the data transmission received on the parallel channel.

58. An apparatus in a wireless communication system, comprising:

a channel estimator operative to provide channel gain estimates for each of a plurality of parallel channels;

a selector operative to compute a received signal-to-noise ratio (SNR) for each of the plurality of parallel channels based on the channel estimates for the parallel channel, compute an operating SNR for each of the plurality of parallel channels based on the received SNR and an SNR offset for the parallel channel, and select a transmission mode for each of the plurality of parallel channels based on the operating SNR for the parallel channel and a set of required SNRs for a set of transmission modes supported by the system, wherein the transmission mode for each of the plurality of parallel channels indicates a data rate for the parallel channel; and

a data processor operative to process data for each of the plurality of parallel channels in accordance with the transmission mode selected for the parallel channel.

59. The apparatus of claim 58, wherein the selector is operative to receive an estimate of the quality of a data transmission received on each of the plurality of parallel channels and to adjust the SNR offset for each of the plurality of parallel channels based on the estimated quality of the data transmission received on the parallel channel.

60. The method of claim 59, wherein the selector is further operative to adjust the transmission mode for each of the plurality of parallel channels based on the estimated quality of the data transmission received on the parallel channel.

61. A processor readable media for storing instructions operable to:

- obtain channel gain estimates for each of a plurality of parallel channels in a wireless communication system;
- compute a received signal-to-noise ratio (SNR) for each of the plurality of parallel channels based on the channel estimates for the parallel channel;
- compute an operating SNR for each of the plurality of parallel channels based on the received SNR and an SNR offset for the parallel channel; and
- select a transmission mode for each of the plurality of parallel channels based on the operating SNR for the parallel channel and a set of required SNRs for a set of transmission modes supported by the system, wherein the transmission mode for each of the plurality of parallel channels indicates a data rate for the parallel channel, and wherein data is sent on each of the plurality of parallel channels in accordance with the transmission mode selected for the parallel channel.

62. The processor readable media of claim 61 and further storing instructions operable to:

- adjust the SNR offset for each of the plurality of parallel channels based on an estimate of the quality of the data transmission received on the parallel channel.

63. The processor readable media of claim 62 and further storing instructions operable to:

- adjust the transmission mode for each of the plurality of parallel channels based on the estimated quality of the data transmission received on the parallel channel.

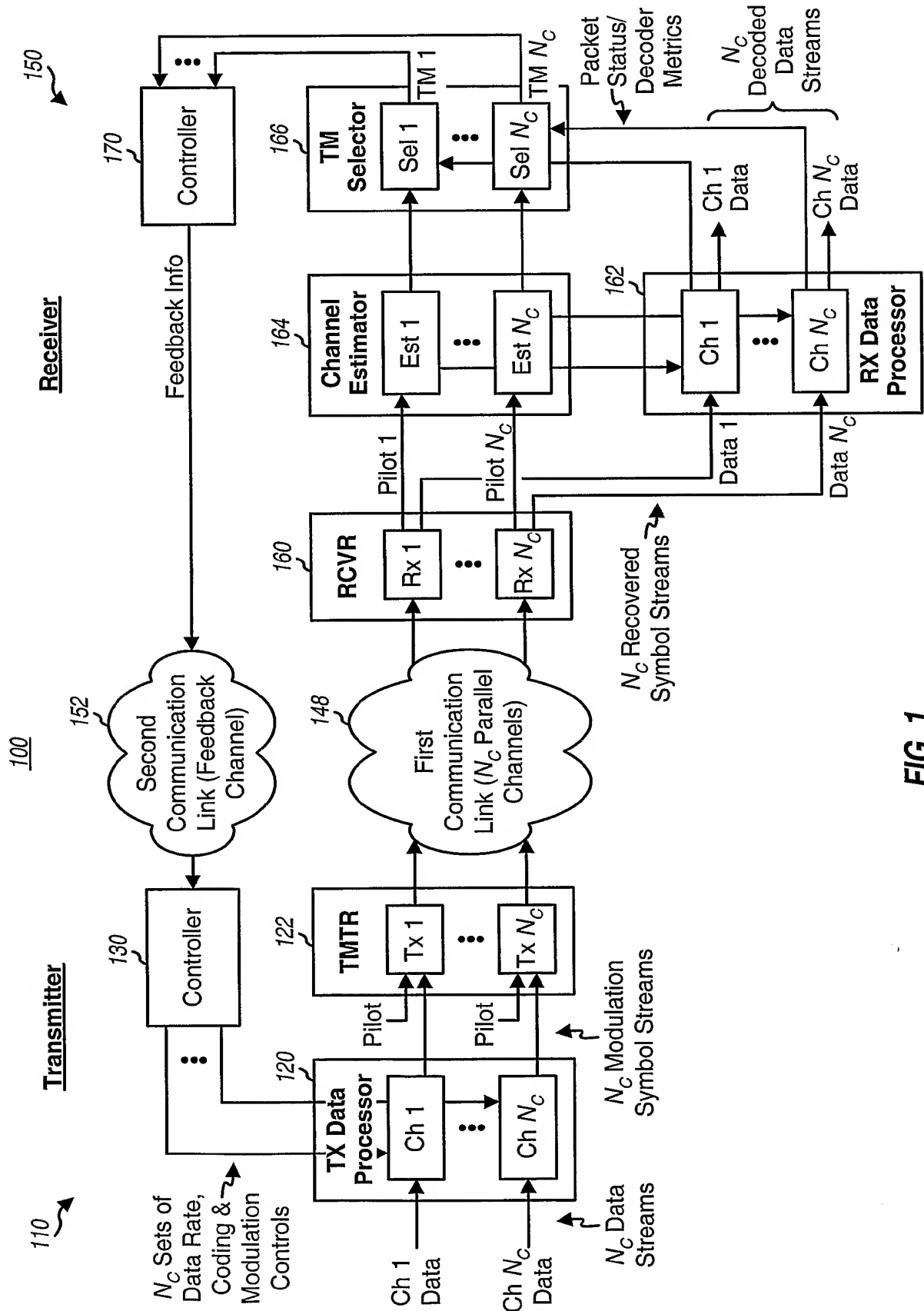
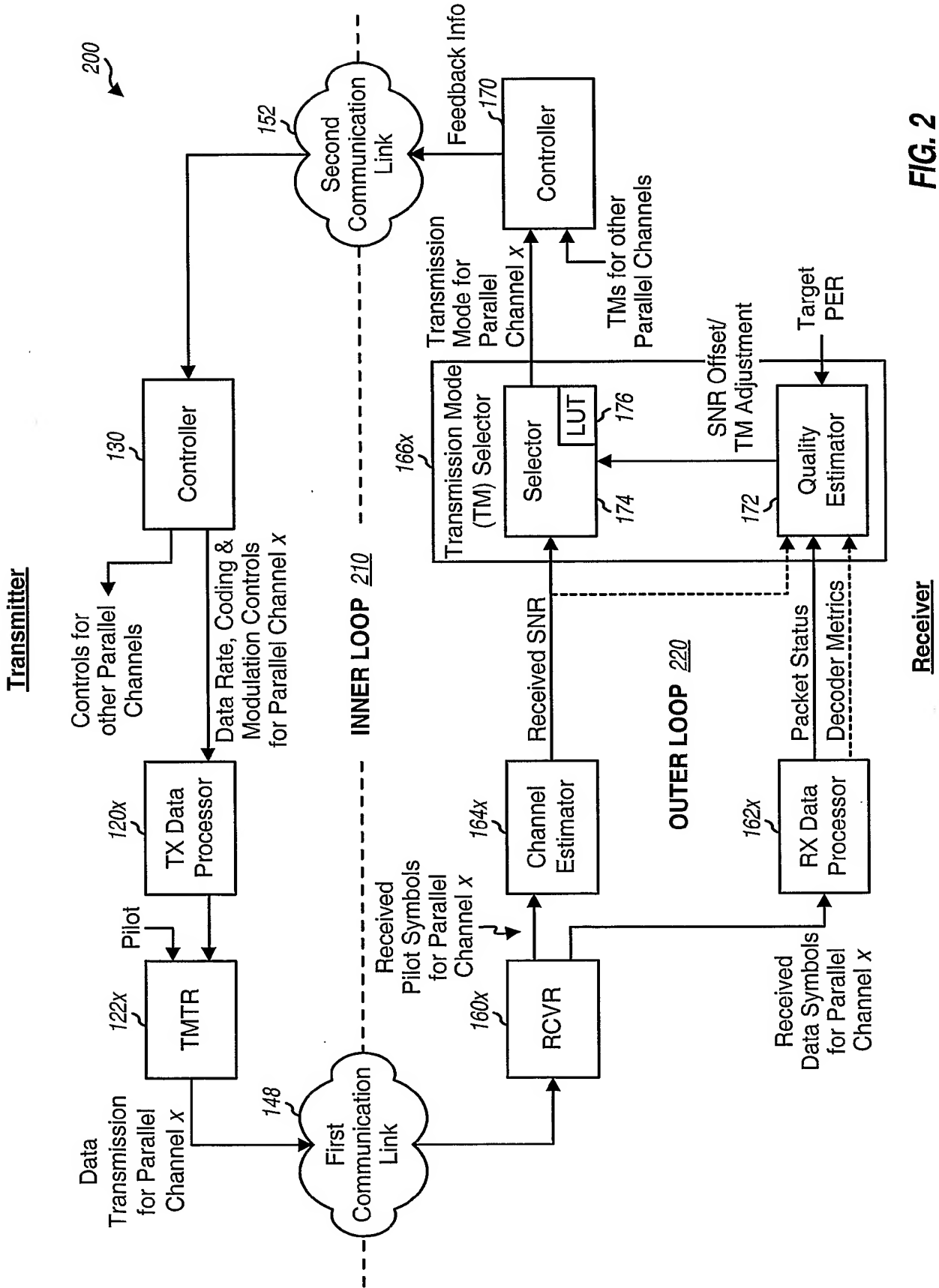


FIG. 1



2/12



3/12

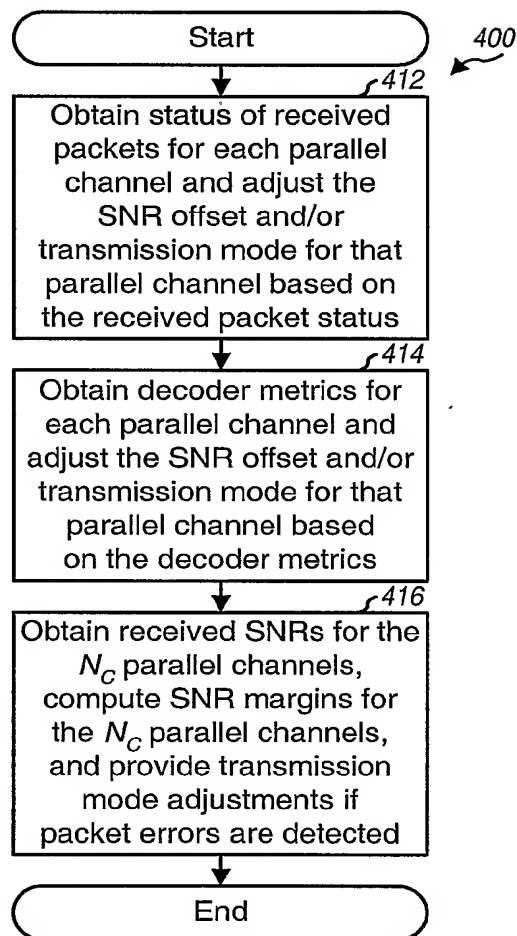
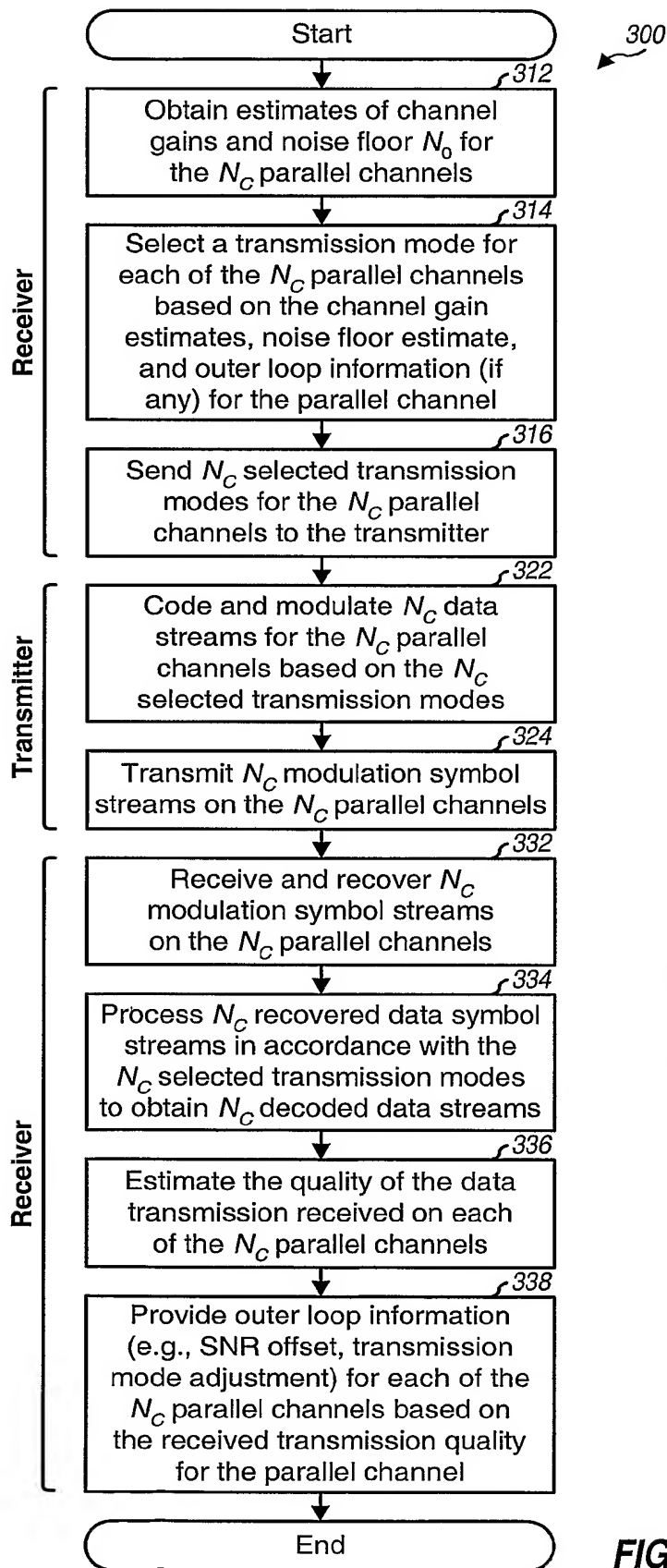
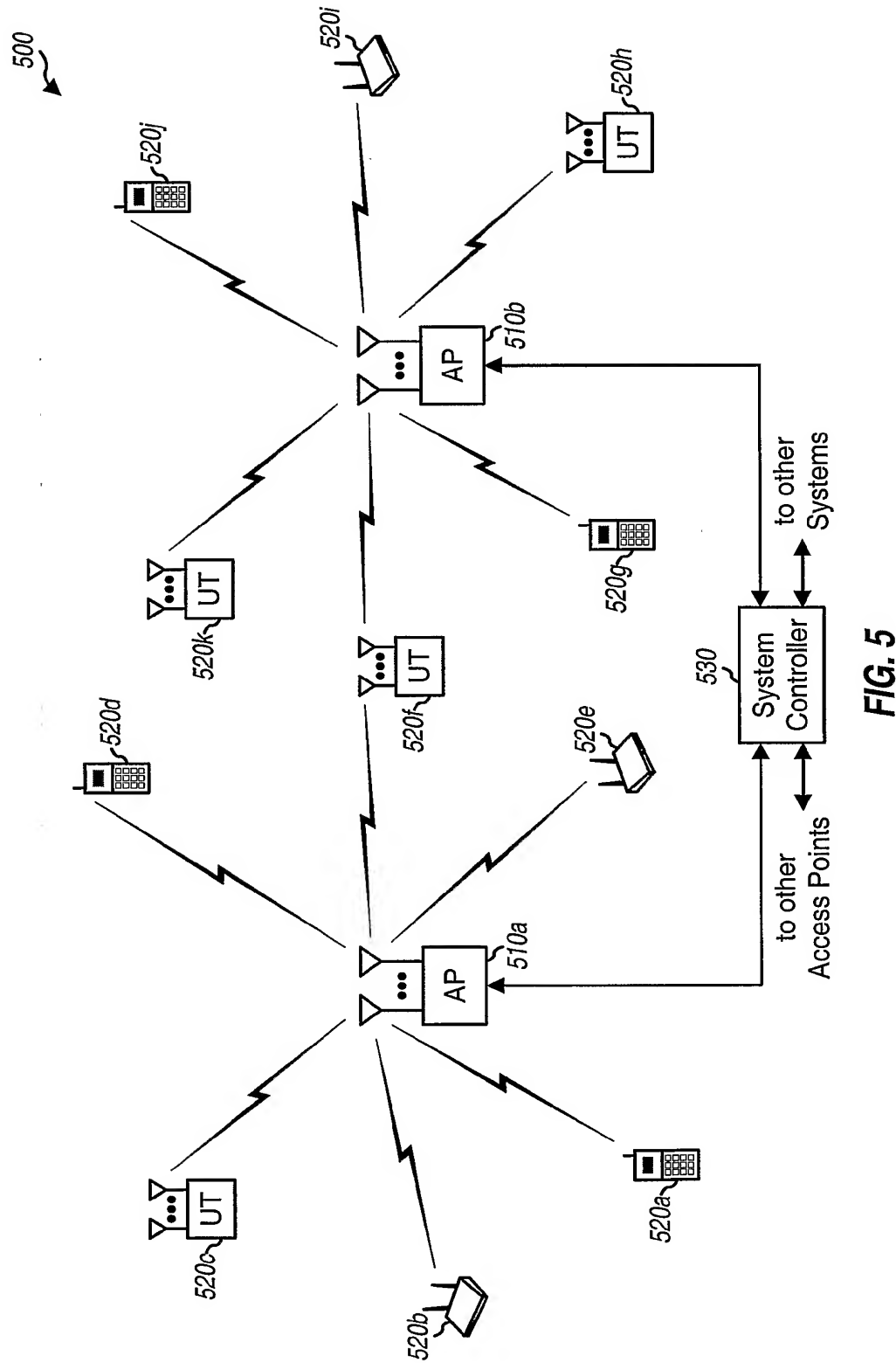


FIG. 4

FIG. 3



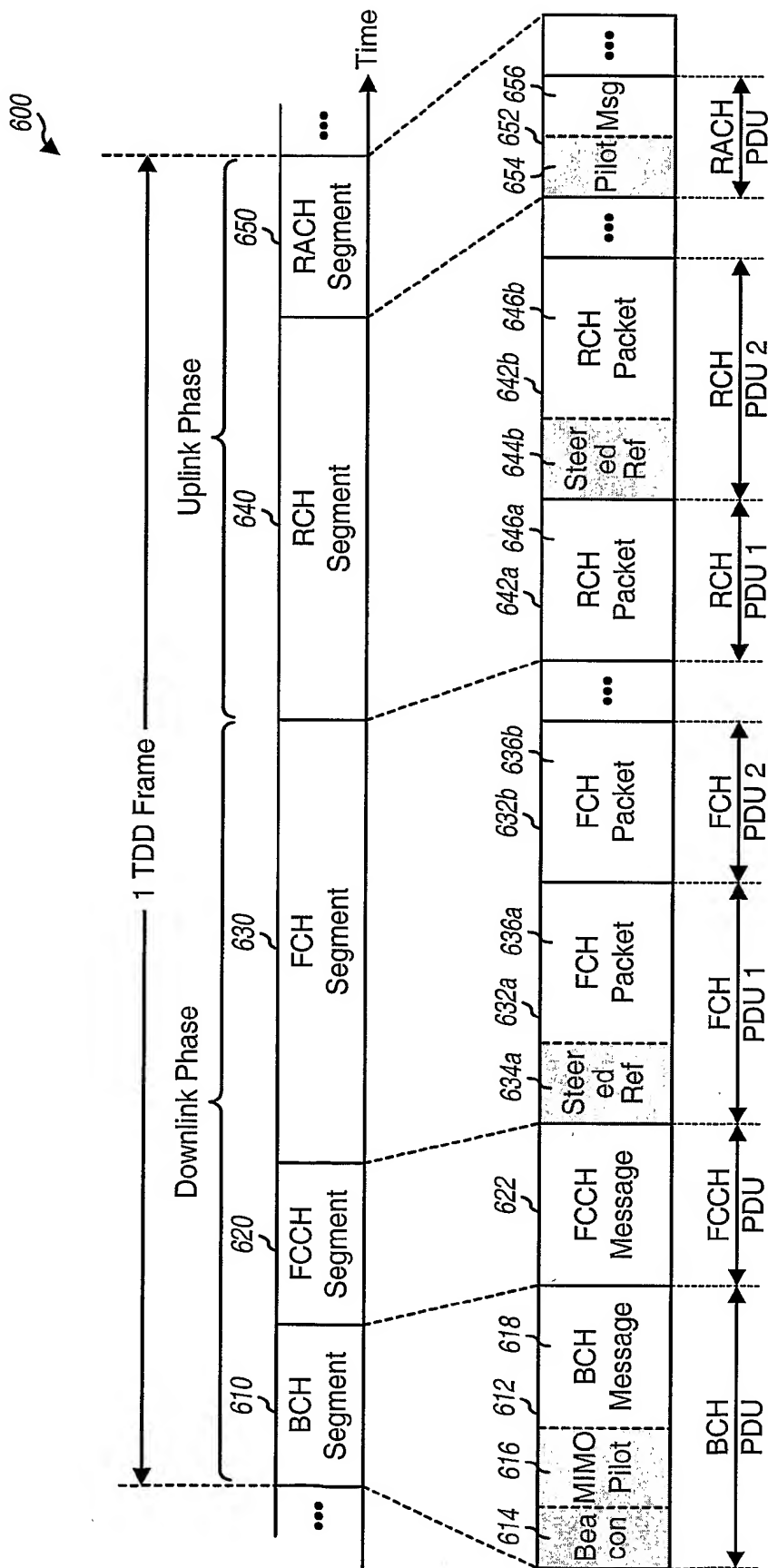


FIG. 6

6/12

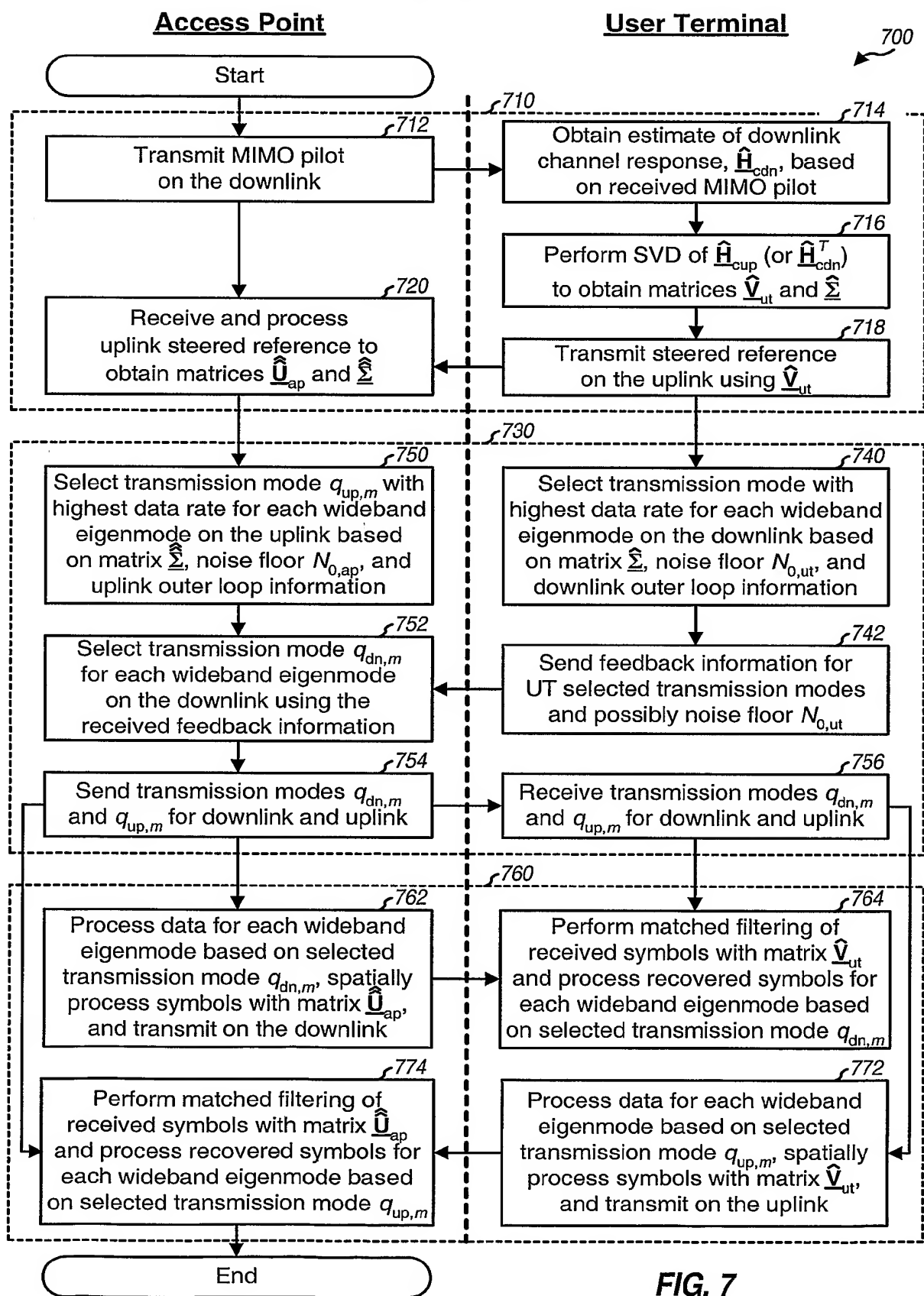


FIG. 7

7/12

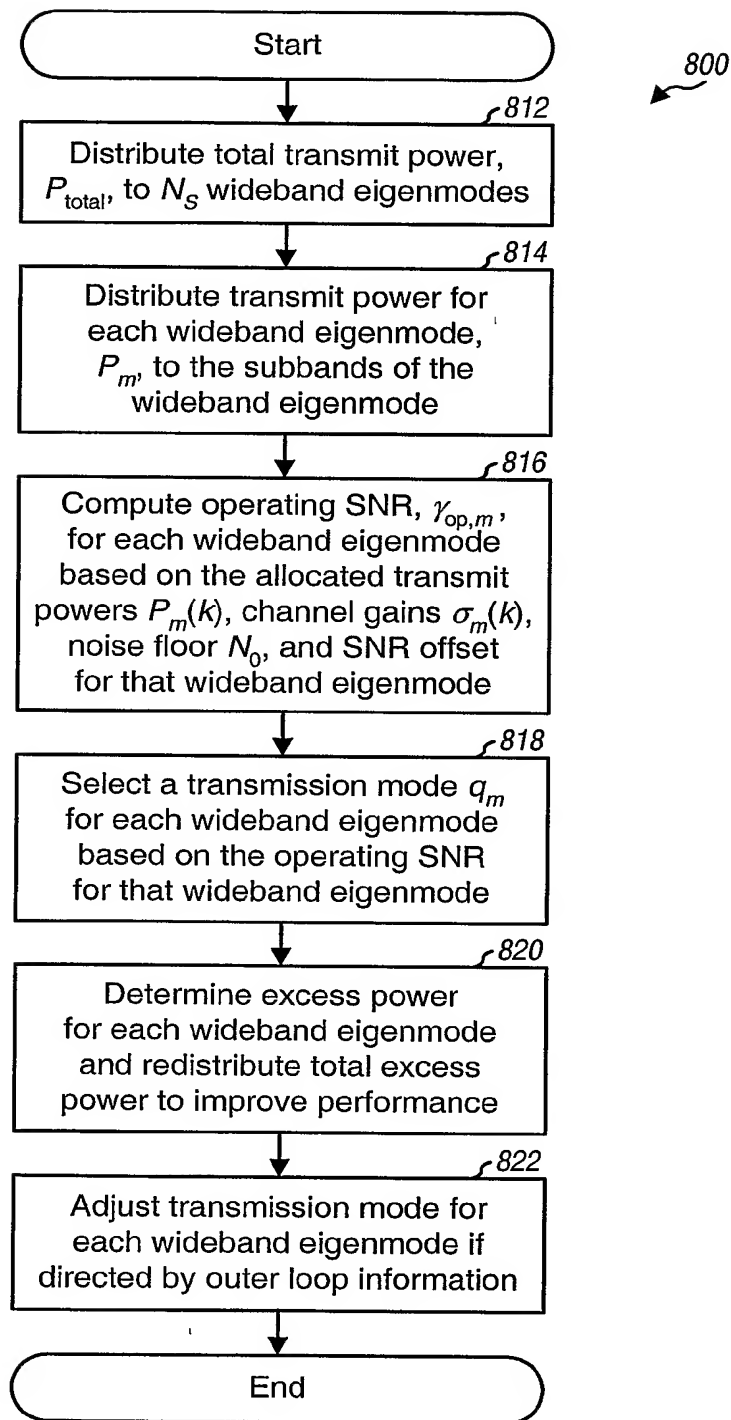
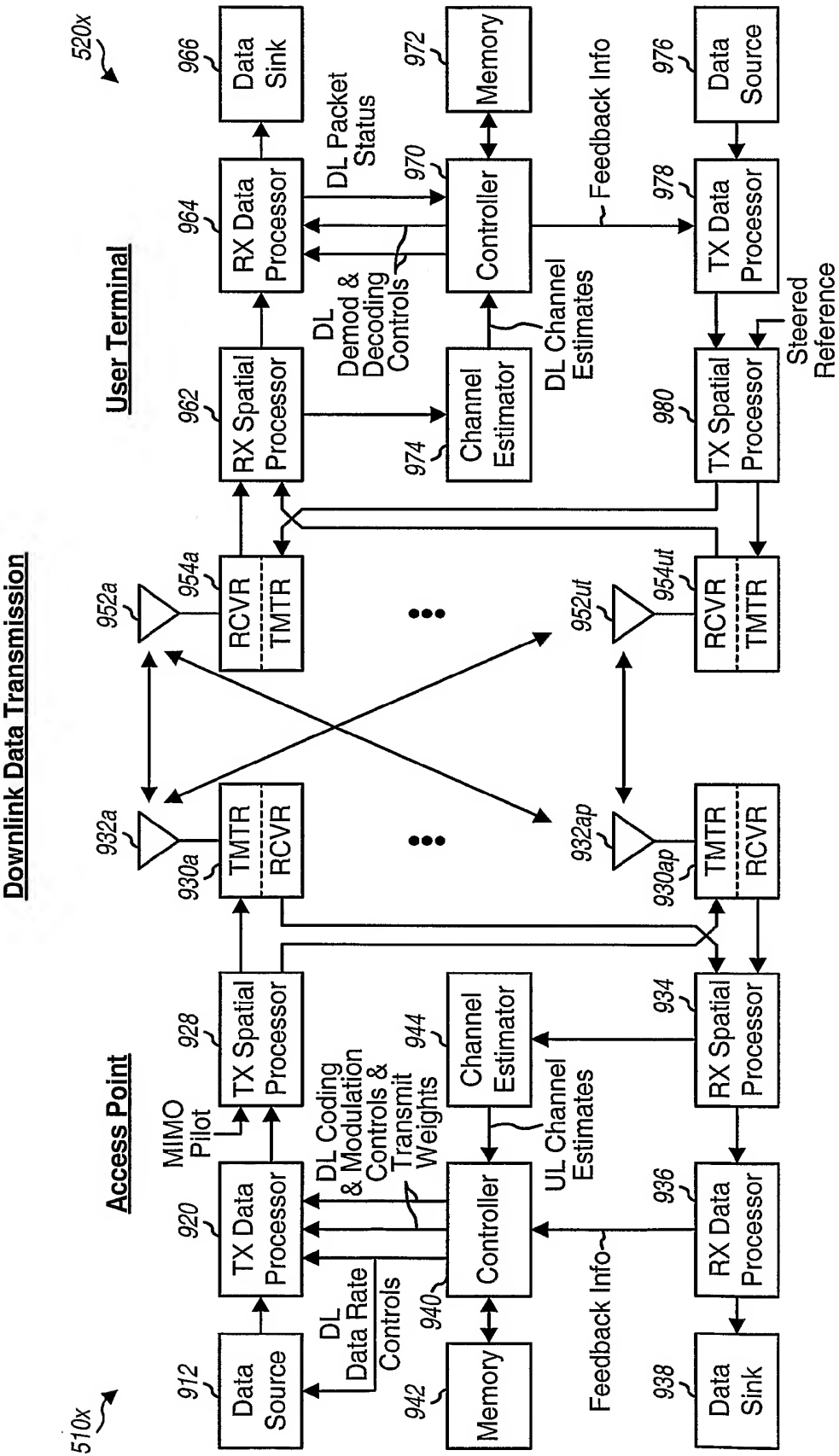
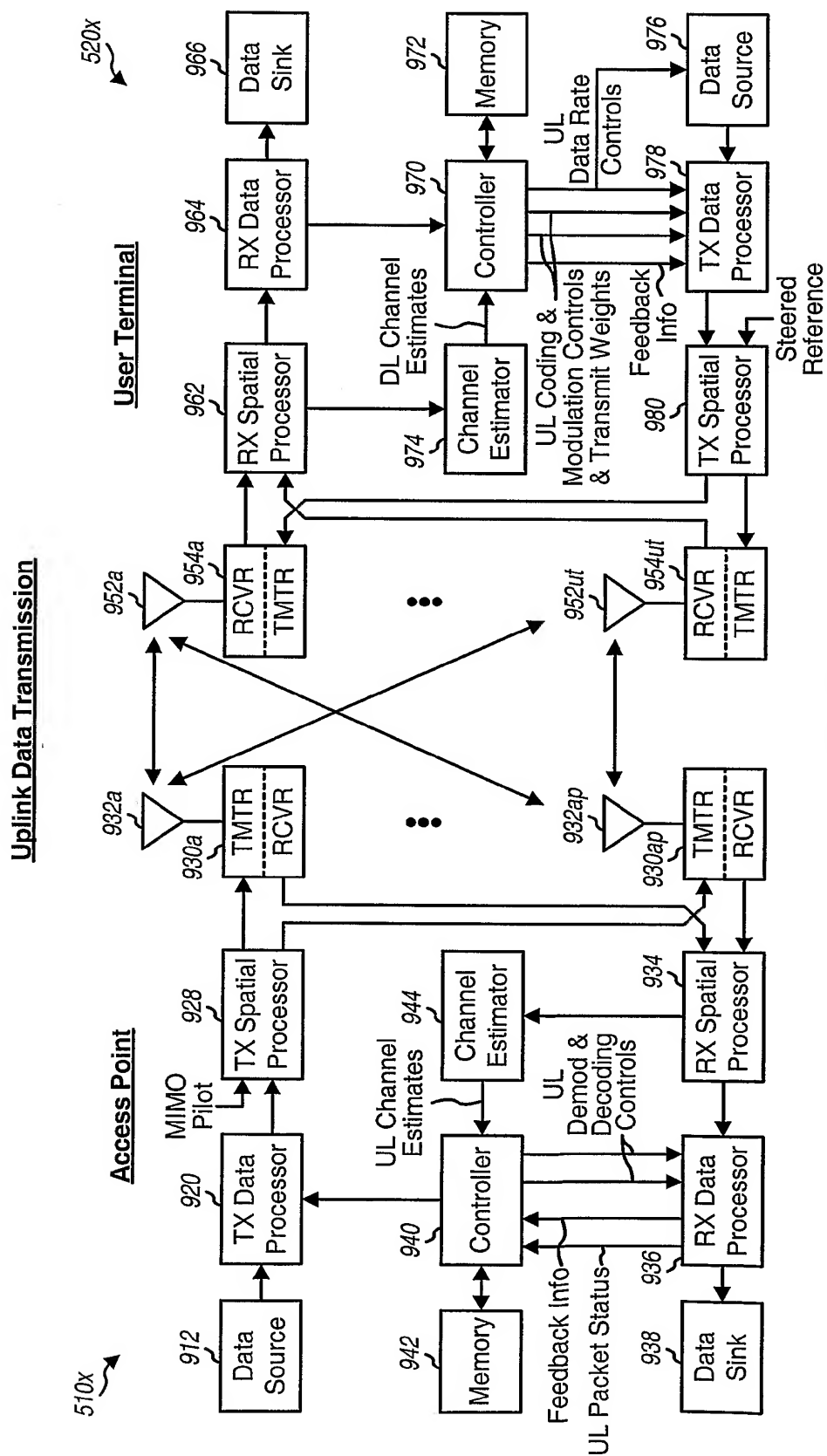


FIG. 8





**FIG. 9B**



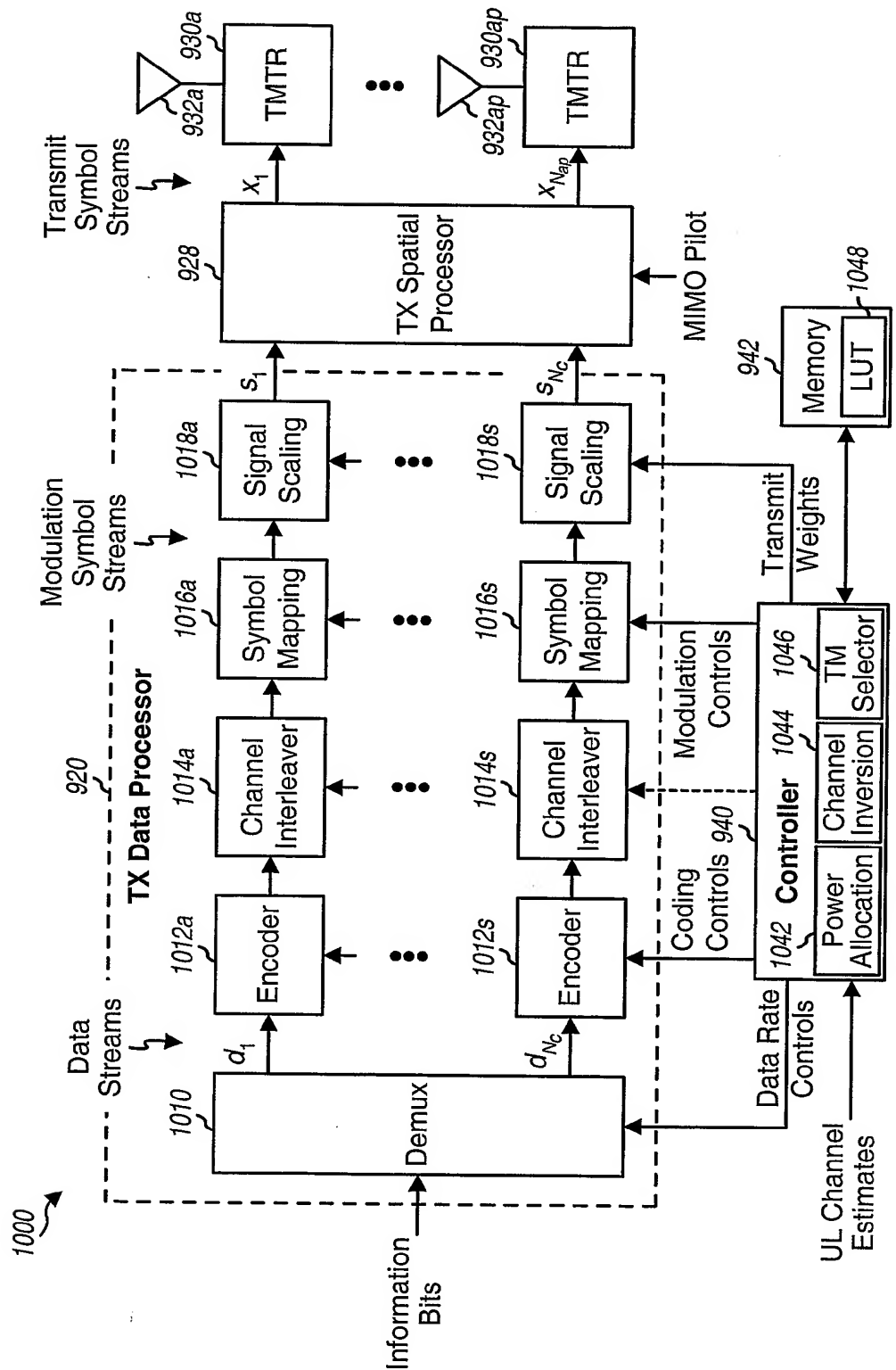


FIG. 10

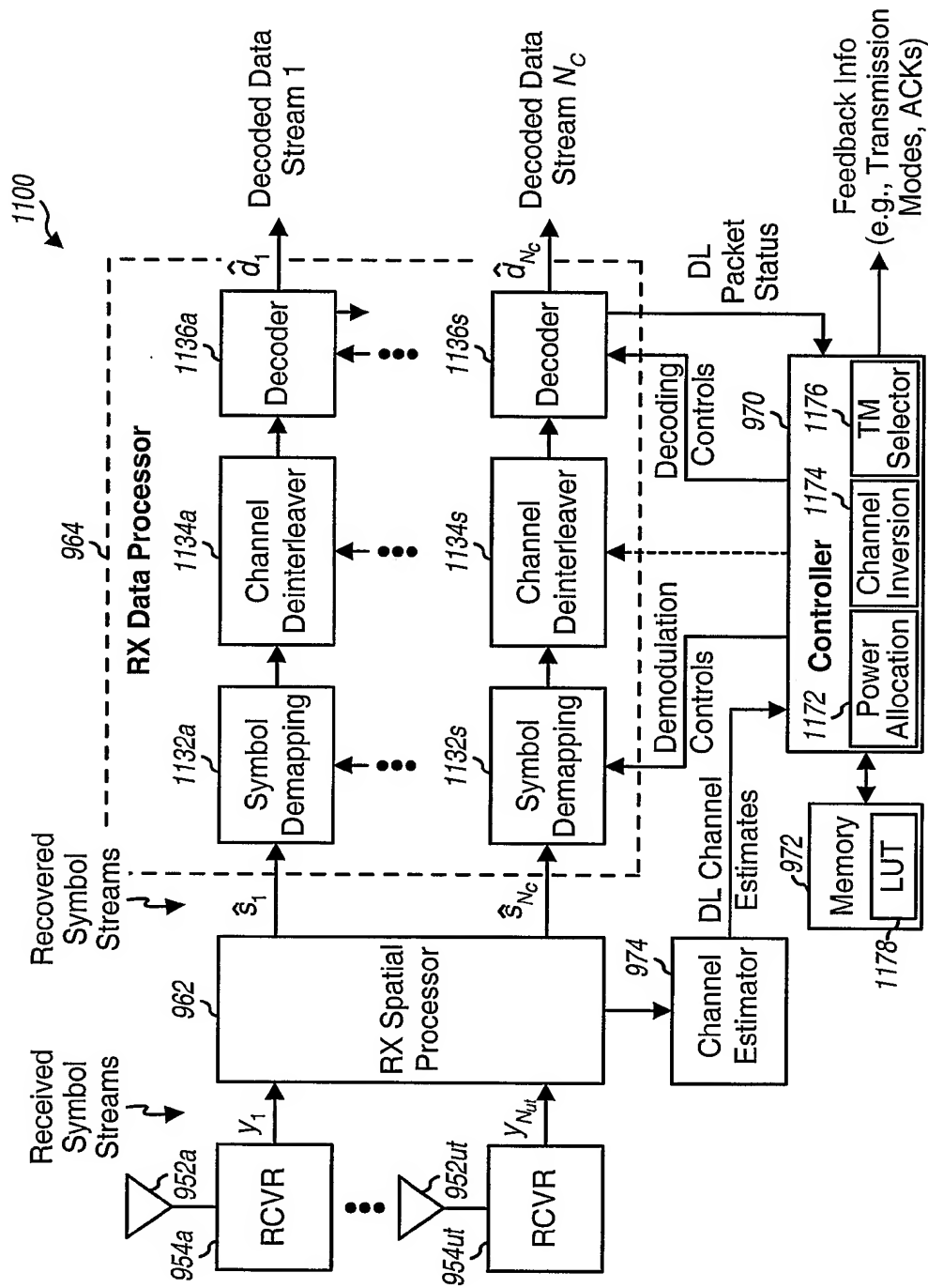
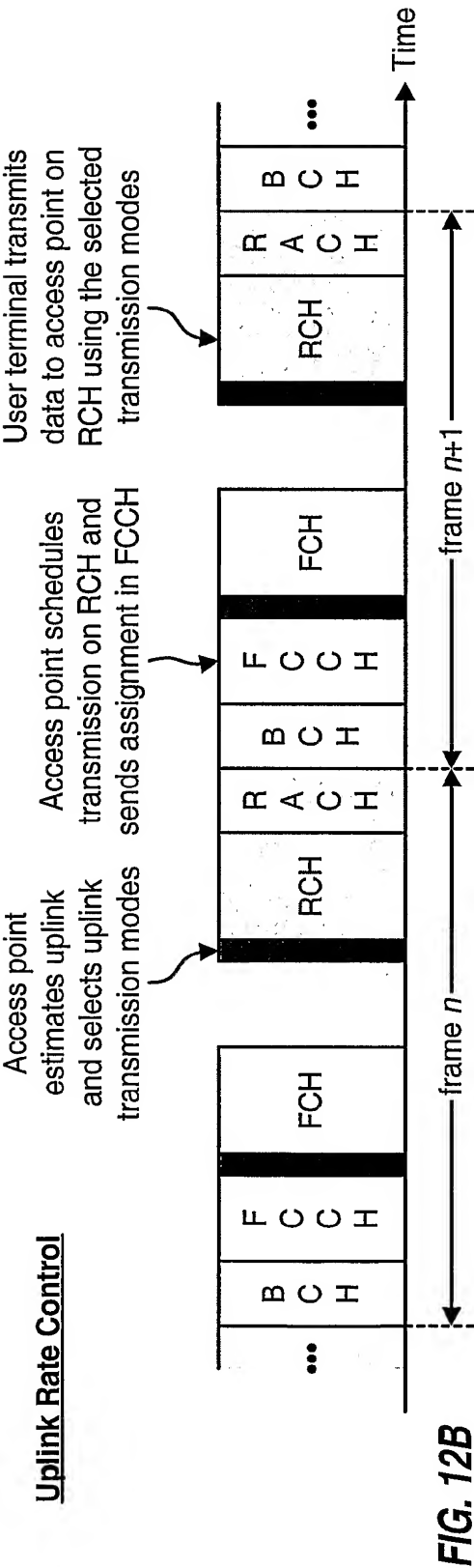
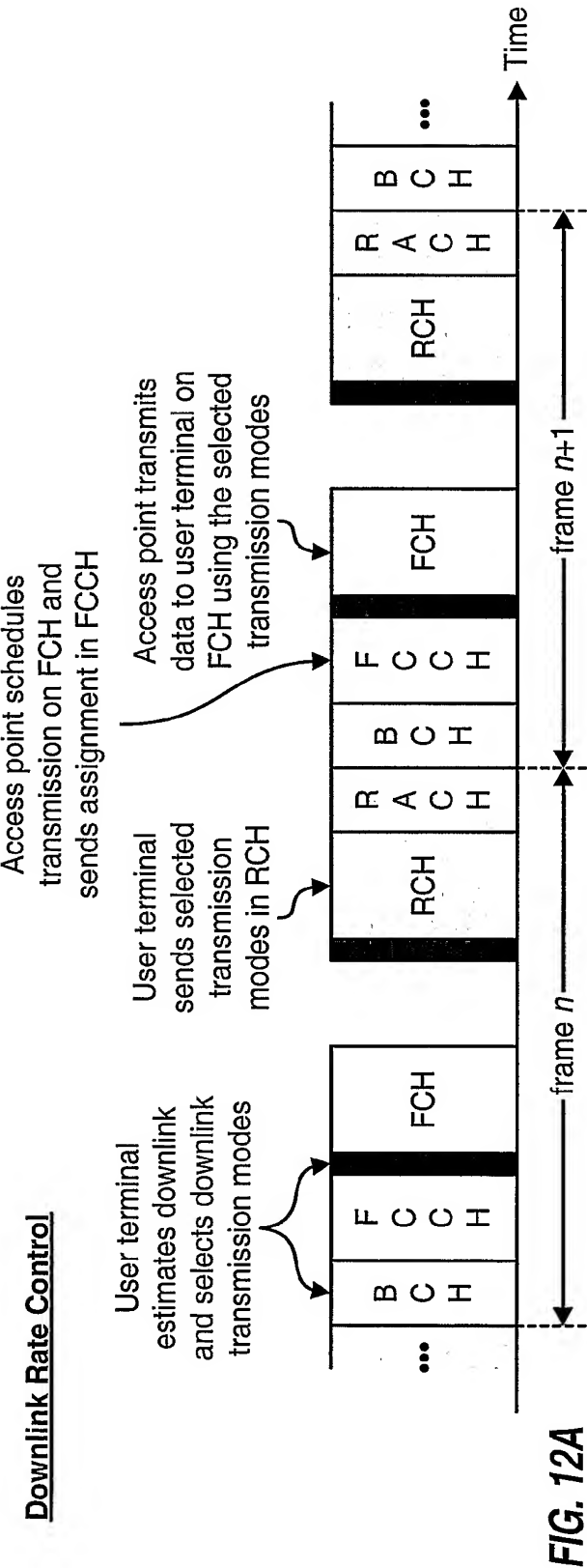


FIG. 11



RU2139633

PUB DATE: 1999-10-10

APPLICANT: SAMSUNG ELECTRONICS CO LTD [KR]

HAS ATTACHED HERETO CORRESPONDING ENGLISH LANGUAGE EQUIVALENT:

US6631121

PUB DATE: 2003-10-07

APPLICANT: SAMSUNG ELECTRONICS CO LTD [US]



(19) **RU** <sup>(11)</sup> **2 139 633** <sup>(13)</sup> **C1**  
(51) МПК<sup>6</sup> **H 04 В 7/26**

РОССИЙСКОЕ АГЕНТСТВО  
ПО ПАТЕНТАМ И ТОВАРНЫМ ЗНАКАМ

(12) **ОПИСАНИЕ ИЗОБРЕТЕНИЯ К ПАТЕНТУ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ**

(21), (22) Заявка: 98106848/09, 09.04.1998  
(24) Дата начала действия патента: 09.04.1998  
(30) Приоритет: 16.04.1997 KR 14002/1997  
(46) Дата публикации: 10.10.1999  
(56) Ссылки: US 4435840 A, 06.03.84. EP 0395092 A2, 31.10.94. US 4612415 A, 16.09.86. WO 92/12601 A1, 30.07.92. WO 90/10342 A1, 07.09.90. SU 1837403 A1, 30.08.93.  
(98) Адрес для переписки:  
129010, Москва, ул.Б.Спасская 25, стр.3,  
"Городисский и партнеры", Емельянову Е.И.

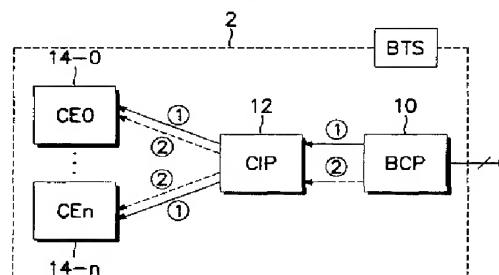
(71) Заявитель:  
Самсунг Электроникс Ко., Лтд. (KR)  
(72) Изобретатель: Сунг-Хоон Юн (KR)  
(73) Патентообладатель:  
Самсунг Электроникс Ко., Лтд. (KR)

(54) СПОСОБ И УСТРОЙСТВО УПРАВЛЕНИЯ СЛУЖЕБНЫМ КАНАЛОМ В МОБИЛЬНОЙ СИСТЕМЕ СВЯЗИ

(57) Реферат:

Заявлены способ и устройство для управления служебным каналом базовой станции в мобильной системе связи. Способ включает операции вычисления нагрузки базовой станции, если вычисленная нагрузка достигает порогового значения, то передачи сообщения запроса назначения дополнительного служебного канала процессору интерфейса платы каналов и дополнительного назначения служебного канала, и если вычисленная нагрузка снижается, то передачи сообщения запроса отмены назначения служебного канала процессору интерфейса платы каналов и отмены упомянутого служебного канала. Техническим результатом является

повышение эффективности и стабилизации характеристик мобильной системы связи. 2 с. и 4 з.п. ф-лы, 2 табл, 4 ил.



Фиг.1



(19) **RU** <sup>(11)</sup> **2 139 633** <sup>(13)</sup> **C1**  
(51) Int. Cl.<sup>6</sup> **H 04 B 7/26**

RUSSIAN AGENCY  
FOR PATENTS AND TRADEMARKS

(12) **ABSTRACT OF INVENTION**

(21), (22) Application: 98106848/09, 09.04.1998

(24) Effective date for property rights: 09.04.1998

(30) Priority: 16.04.1997 KR 14002/1997

(46) Date of publication: 10.10.1999

(98) Mail address:  
129010, Moskva, ul.B.Spasskaja 25, str.3,  
"Gorodisskij i partnery", Emel'janovu E.I.

(71) Applicant:  
Samsung Ehlektroniks Ko., Ltd. (KR)

(72) Inventor: Sung-Khoon Jun (KR)

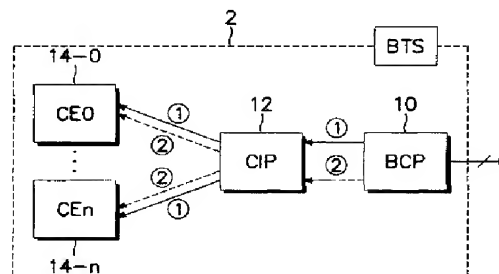
(73) Proprietor:  
Samsung Ehlektroniks Ko., Ltd. (KR)

(54) **METHOD AND DEVICE FOR CONTROLLING SERVICE CHANNEL IN MOBILE COMMUNICATION SYSTEM**

(57) Abstract:

FIELD: controlling base-station service channel in mobile communication system.  
SUBSTANCE: method involves base-station load calculations, transmission of message requesting assignment of additional service channel to channel-board interface processor and additional assignment of service channel when calculated load reached threshold value, transmission of message requesting canceling of service channel assignment to channel-board interface processor and canceling of mentioned service channel when calculated load is reduced. EFFECT: improved efficiency and stability of mobile

communication system characteristics. 6 cl,  
4 dwg, 2 tbl



Фиг.1

Область техники

Изобретение относится к мобильной системе связи, более конкретно к способу и устройству для управления служебным каналом базовой станции для повышения эффективности и стабильности характеристик системы множественного доступа с кодовым разделением каналов.

Предшествующий уровень техники

В современных системах множественного доступа с кодовым разделением каналов (МДКР) служебный канал, реализуемый на плате каналов приемопередающей подсистемы базовой станции (ППБС), например канал пилот-сигнала, канал синхронизации, канал поискового вызова или канал доступа, назначается предварительно и, таким образом, эксплуатируется неизменным образом. При поисковом вызове мобильной станции посредством прямой линии связи системы МДКР приемопередающая подсистема базовой станции осуществляет поисковый вызов соответствующего терминала посредством предварительно назначенного канала поискового вызова с конкретным номером (например, 1). В обратной линии связи системы МДКР постоянно назначенный канал доступа с конкретным номером (например, 1) используется для установления соединения между мобильной станцией и ППБС.

Однако такой способ поискового вызова имеет ряд недостатков, как описано ниже. В прямой линии связи системы МДКР, хотя и нет перегрузки в ППБС при осуществлении поискового вызова мобильной станции с точно известным текущим местоположением, однако нагрузка ППБС возрастает при поисковом вызове мобильной станции, текущее положение которой точно не известно. Ниже будут описаны причины возникновения проблем при поисковом вызове мобильной станции при отсутствии точной информации о ее местоположении. При поисковом вызове мобильной станции, текущее положение которой точно не известно, выполняется первичный поисковый вызов, осуществляемый данной ППБС, и вторичный поисковый вызов, осуществляемый зоной, содержащей несколько ППБС, или блоком идентификации области местонахождения. Если положение мобильной станции точно не известно даже при осуществлении вторичного поискового вызова, то осуществляется широкополосная передача третичного поискового вызова, реализуемая центром коммутации мобильных станций (ЦКМС). В таком случае в ППБС может возникнуть состояние перегрузки вследствие интенсивного трафика, и в системе могут иметь место нарушения работоспособности. Кроме того, даже в обратной линии связи системы МДКР интенсивный трафик может генерироваться вследствие возрастания вызовов, выполняемых через канал доступа мобильной станцией, ответов на поисковые вызовы ППБС или вследствие количества регистраций в системе. Поэтому в ограниченном канале доступа может возникнуть перегрузка, и соединение между мобильной станцией и ППБС может стать нестабильным.

Сущность изобретения

Задачей изобретения является создание

способа и устройства управления служебным каналом ППБС для повышения эффективности и стабилизации характеристик мобильной системы связи.

Еще одной задачей изобретения является создание способа и устройства, обеспечивающих определение пропускной способности служебного канала путем предварительного прогнозирования нагрузки между прямой линией связи и обратной линией связи.

Кроме того, задачей изобретения является создание способа и устройства, обеспечивающих динамическое назначение ресурсов радиосвязи путем предварительного прогнозирования состояния перегрузки в служебном канале, которая может образоваться при возникновении ситуации срочного характера радиосвязи.

В соответствии с одним из аспектов изобретения способ управления служебным каналом базовой станции в мобильной системе связи включает следующие операции: вычисление нагрузки базовой станции; если вычисленная нагрузка достигает порогового значения, то передача сообщения запроса назначения дополнительного служебного канала процессору интерфейса платы каналов и дополнительное назначение указанного служебного канала; а если вычисленная нагрузка снижается, то передача сообщения запроса отмены назначения служебного канала процессору интерфейса платы каналов, и отмена упомянутого служебного канала.

В соответствии с другим аспектом изобретения устройство для управления служебным каналом базовой станции в мобильной системе связи содержит процессор вычисления нагрузки для вычисления нагрузки базовой станции; блок памяти для хранения ресурсов, связанных с дополнительным назначением служебного канала на основе вычисленной нагрузки; контроллер служебного канала для передачи в случае, если вычисленная нагрузка достигнет порогового уровня, сообщения запроса назначения дополнительного служебного канала процессору интерфейса платы каналов и назначения дополнительного служебного канала; а также передача, если вычисленная нагрузка снизилась, сообщения запроса отмены назначения служебного канала процессору интерфейса платы каналов и отмены упомянутого служебного канала.

Краткое описание чертежей

Вышеописанные задачи и преимущества настоящего изобретения поясняются в описании предпочтительного варианта осуществления изобретения, иллюстрируемого чертежами, на которых представлено следующее:

Фиг. 1 - блок-схема ППБС;

Фиг. 2 - диаграмма, показывающая нагрузку канала поискового вызова для трафика прямой линии связи, согласно предпочтительному варианту осуществления настоящего изобретения;

Фиг. 3 - диаграмма, показывающая нагрузку канала доступа для трафика обратной линии связи, согласно предпочтительному варианту осуществления настоящего изобретения;

Фиг. 4 - функциональная блок-схема устройства управления служебным каналом, соответствующего предпочтительному варианту осуществления настоящего изобретения.

Детальное описание предпочтительного варианта осуществления изобретения

В нижеследующем описании хорошо известные функции или устройства, которые не существенны для изложения сущности изобретения, детально не описываются.

Настоящее изобретение предусматривает вычисление максимального трафика, который может генерироваться в наихудшем случае в прямой линии связи с учетом вероятности генерирования вызова между мобильными станциями, вызова от мобильной станции к наземной станции, вызова от наземной станции к мобильной станции и числа битов сообщения, генерируемого при установлении обычной связи по вызову. Если нагрузка системы приближается к пороговому значению, то дополнительно выделяются каналы поискового вызова для обеспечения обработки нагрузки в системе. Кроме того, в обратной линии связи каналы доступа дополнительно вводятся с учетом вероятности генерирования вызова и трафика, генерируемого при установлении обычной связи по вызову. Тем самым обеспечивается обработка перегрузки в системе, которая может возникнуть неожиданно.

Как показано на фиг. 1, приемопередающая подсистема базовой станции (ППБС) 2, соединенная с контроллером базовой станции (КБС), содержит процессор управления (ПУ) 10 ППБС, процессор интерфейса платы каналов (ПИПК) 12 и множество канальных элементов (КЭ) 14-0,..., 14-n.

Сигнальный поток (1) иллюстрирует канал передачи сообщения запроса дополнительного назначения служебного канала, а поток (2) иллюстрирует канал передачи сообщения отмены назначения служебного канала.

В условиях мобильной связи, когда передаваемые сигналы подвергаются замираниям ввиду резкого изменения уровня принимаемого сигнала, весьма важно учитывать нагрузку между прямой линией связи и обратной линией связи для обеспечения эффективного функционирования системы. В предпочтительном варианте осуществления изобретения пропускная способность служебного канала, которая может поддерживать баланс между нагрузкой в прямой линии связи и нагрузкой в обратной линии связи, определяется, как описано ниже, на базе стандартов IS-95, IS-95A, J-STD-008 и CAI, которые относятся к спецификациям воздушного интерфейса.

(1) Прямая линия связи системы МДКР.

В предположении, что установлен обычный трафик, нагрузка полного трафика вычисляется процессором управления 10 на основе формата сообщения, определенного техническими требованиями, предъявляемыми к воздушному интерфейсу IS-95, IS-95A и J-STD-008. Если эта нагрузка приближается к пороговому значению, то процессор управления 10 передает сообщение запроса назначения

дополнительного служебного канала процессору 12 интерфейса платы каналов для управления канальными элементами 14-0,..., 14-n. Нагрузка вычисляется с учетом следующих условий.

Предполагается, что сообщение, используемое в канале МДКР прямой линии связи, имеет следующие характеристики. Это сообщение основывается на стандарте IS-95.

Сообщение, используемое в прямой линии связи МДКР

1. Служебное сообщение: 752 бита

Предполагается, что мобильная станция не включает данных подтверждения подлинности в сообщение канала доступа.

Число перечня соседних станций равно 16

Сообщение параметра системы: 164 бита

Сообщение параметра доступа: 152 бита

Сообщение перечня соседних станций: 264 бита

Сообщение перечня каналов МДКР: 72 бита

2. Сообщение назначения канала: 136 битов

3. Сообщение команды подтверждения приема базовой станции (BS\_ACK\_ORDER): 112 битов

4. Сообщение команды подтверждения приема регистрации (REG\_ACK\_ORDER): 112 битов

5. Сообщение поискового вызова в интервалах: 240 битов

Предполагается, что осуществляется поисковый вызов 5 мобильных станций со скоростью передачи 4800 б/с

6. Число каналов на сектор: N = 20, 24, 28, 32

7. Среднее время вызова: T = 90 с

8. Вероятность блокировки: B = 2%

Предоставляемая нагрузка A может быть представлена соотношением

$$A = \frac{\text{Среднее время вызова} \times \text{Полное число абонентов} \times \langle \text{ПВИЗ} / \text{абонент} \rangle}{\text{Час.}} \quad [Erlang]$$

.....(1)

где ПВИЗ - попытки вызова в интервале занятости

10. Полное число абонентов M определяется соотношением

$$M = \frac{A \times \text{Час.}}{\text{Среднее время вызова} \times \text{Полное число абонентов} \times \langle \text{ПВИЗ} / \text{абонент} \rangle} \quad (2)$$

11. Попытки вызова на интервале занятости (ПВИЗ) на абонента: S = 1,50

12. Число установлений вызова в час (УВЧ): УВЧ = M x S

13. Общий тип возникающих вызовов (и частота осуществления)

от мобильной станции к мобильной станции: 5% (50%)

от мобильной станции к наземной станции: 65% (85%)

от наземной станции к мобильной станции: 30% (50%)

14. Скорость передачи данных в канале поискового вызова: 9600 б/с, 4800 б/с

15. Эффективность обработки в канале поискового вызова: 90%

16. Предполагается, что число регистраций составляет 10. Регистрация представляет собой процедуру обработки, выполняемую мобильной станцией, для информирования базовой приемопередающей станции о своем



положении, статусе, цикле временного интервала и других характеристиках.

На основе вышеприведенных предположений характеристика полного числа битов служебного сообщения (ТОНМВ), которая может генерироваться в прямой линии связи МДКР сообщением служебного канала в час, представляется в виде:

$$TONMB = \frac{Час}{Overhead\_Msg\_Period} \times Overhead\_Msg \text{ бит}, \quad (3)$$

где Overhead\_Msg\_Period - период передачи сообщения служебного канала и Overhead\_Msg - сообщение служебного канала.

Характеристика бита полного сообщения назначения канала (ТСАМВ), которая может генерироваться в прямой линии связи МДКР сообщением назначения канала в час, определяется следующим образом:

$$ТСАМВ = \frac{Число \text{ установок вызовов}}{Час} \times$$

$$\times Ch\_Assign\_Msg \text{ бит}, \quad (4)$$

где Ch\_Assign\_Msg - сообщение назначения канала.

Характеристика полного числа битов сообщения команды подтверждения приема регистрации (ТРАОМВ), которая может генерироваться в прямой линии связи МДКР сообщением команды подтверждения приема регистрации в час, определяется следующим образом:

$$ТРАОМВ = \text{полное число абонентов} \cdot \text{(число регистр./абонент)} \cdot Registration\_Ack\_Order\_Msg \text{ бит}, \quad (5)$$

где Registration\_Ack\_Order\_Msg - сообщение команды подтверждения приема в час.

Характеристика полного числа битов сообщения команды подтверждения приема базовой станции (ТВАОМВ), которая может генерироваться в прямой линии связи МДКР сообщением команды подтверждения приема базовой станции в час, определяется следующим образом:

$$ТВАОМВ = \text{(полное число абонентов} \times \text{число регистр./абонент)} \times$$

$$\frac{Число \text{ установ. вызовов}}{Час} \times BS\_Ack\_Order\_Msg \text{ бит}, \quad (6)$$

где BS\_Ack\_Order\_Msg - сообщение команды подтверждения приема базовой станции в час.

Характеристика полного числа битов сообщения поискового вызова (ТМРВ), которая может генерироваться в прямой линии связи МДКР сообщением поискового вызова в интервалах в час, может быть представлена в виде:

$$ТМРВ = \left[ \frac{Число \text{ установок}}{Час} \times (P_{MM} \times F_{MM} + P_{LM} \times F_{LM}) \times \right. \\ \left. \times \text{Число секторов в час} + \frac{Число \text{ установок}}{Час} \times \right. \\ \left. \times (P_{MM} \times F_{MME} + P_{LM} \times F_{LME}) \right. \\ \left. \times \text{Полное число секторов} \frac{Число \text{ уст. вызовов}}{Час} \right. \\ \left. \times (P_{MM} \times F_{MME} + P_{LM} \times F_{LME}) \times FGPE \times SGP \right. \\ \left. \times Slotted\_Page\_Msg \text{ бит} \right] \quad (7)$$

где P<sub>MM</sub> - вероятность возникновения вызова от мобильной станции к мобильной станции, P<sub>ML</sub> - вероятность возникновения вызова от мобильной станции к наземной станции, P<sub>LM</sub> - вероятность возникновения вызовов от наземной станции к мобильной станции, P<sub>MME</sub> - вероятность ошибки вызова от мобильной станции к мобильной станции, P<sub>LME</sub> - вероятность ошибки вызова от наземной станции к мобильной станции, F<sub>MM</sub> - коэффициент, требуемый для установки 100% вызова от мобильной станции к мобильной станции, F<sub>LM</sub> - коэффициент, требуемый для установки 100% вызова от наземной станции к мобильной станции, FGPE - ошибка поискового вызова первой группы, SGP - поисковый вызов второй группы, Slotted\_Page\_Msg - сообщение поискового вызова в интервалах в час.

Характеристика полного количества битов (ТВРН), которая может быть получена в прямой линии связи МДКР в час с учетом уравнений (3), (4), (5), (6) и (7), может быть представлена в следующем виде:

$$ТВРН = Overhead\_Msg \text{ бит} + Ch\_Assign\_Msg \text{ бит} \\ + Reg\_Ack\_Order\_Msg \text{ бит} \\ + BS\_Ack\_Order\_Msg \text{ бит} \\ + Slotted\_Page\_Msg \text{ бит} \\ = TONMB + TCAMB + TRAOMB + TBAOMB + TSPMB. \quad (8)$$

Нагрузка канала поискового вызова PCN\_LOAD, соответствующая скорости передачи данных в канале поискового вызова PCN\_Data\_Rate (9600 б/с, 4800 б/с) в прямой линии связи

$$PCN\_LOAD(\%) = \frac{\text{Бит прямого канала трафика}}{PCN\_Data\_Rate \times Час \times PCN\_pro\_performance} \times 100, \quad (9)$$

где PCN\_pro\_performance - эффективность обработки в канале поискового вызова.

(2) Обратная линия связи МДКР.

Если устанавливается обычный вызов, то сообщение обратной линии связи МДКР содержит сообщение источника, используемое для определения источника сообщения, сообщение ответа на поисковый вызов, используемое для ответа на поисковые вызовы от базовой приемопередающей станции, и регистрационное сообщение, используемое для регистрации. Скорость передачи данных в канале доступа равна 4800 б/с. Предполагается, что среднее время вызова равно 90 секунд, эффективность обработки в канале доступа равна 80% и число запросов на регистрацию для одного абонента равно 10. Все каналы доступа, относящиеся к конкретному каналу поискового вызова, имеют один и тот же размер временного

интервала. Прежде чем терминал передаст сообщение на базовую приемопередающую станцию, определяются начало и длительность канала доступа. Интервал канала доступа состоит из преамбулы канала доступа и пакета сообщения канала доступа. Таким образом, интервал канала доступа определяется как  $(3 + \text{MAX\_CAP\_SZ}) + (1 + \text{PAM\_SZ})$  (где MAX\_CAP\_SZ - максимальный размер пакета канала доступа и PAM\_SZ - размер преамбулы канала доступа). Предполагается, что размер пакета канала доступа равен 4, а размер преамбулы равен 1. Таким образом, размер временного интервала канала доступа равен 180 мс.

На основе принятых допущений нагрузка ORLD, которая может быть сформирована в обратном канале МДКР сообщением источника за час, определяется следующим образом:

$$\text{ORLD} = \left[ \frac{\text{Число\_уст.\_вызовов}}{\text{Час.}} \times P_{ML} \times F_{ML} \right] + \left[ \frac{\text{Число\_уст.\_вызовов}}{\text{Час.}} \times P_{MM} \times F_{MM} \right] \quad (10)$$

Нагрузка PRLD, которая может формироваться в обратном канале МДКР сообщением ответа на поисковый вызов за час, вычисляется следующим образом:

$$\text{PRLD} = \left[ \frac{\text{Число\_уст.\_вызовов}}{\text{Час.}} \times P_{LM} \times F_{LM} \right] + \left[ \frac{\text{Число\_уст.\_вызовов}}{\text{Час.}} \times P_{LM} \times F_{LM} \right] \quad (11)$$

Нагрузка RQLD, которая может формироваться в обратном канале МДКР сообщением запроса регистрации за час, вычисляется следующим образом:

$$\text{RQLD} = \text{Число абонентов} \cdot \text{Число регистр.} \cdot F_{LM} \quad (12)$$

С учетом вышеприведенных уравнений (10), (11) и (12), полная нагрузка TLOAD, которая может генерироваться в обратном канале МДКР за час, выражается следующим образом:

$$\text{TLOAD} = \text{ORLD} + \text{PRLD} + \text{RQLD} \quad (13)$$

Нагрузка канала доступа ACH\_LOAD в обратном канале МДКР может быть представлена в следующем виде:

$$\text{ACH\_LOAD}(\%) = \left[ \frac{\text{TLOAD}}{(\text{Час}/\text{Slot\_Size}) \times \text{ACH\_pro\_performance}} \right] \times 100. \quad (14)$$

Результат анализа трафика в прямой линии связи МДКР приведен в таблице 1. В таблице 1 показана нагрузка в соответствии со скоростями передачи данных в канале поискового вызова, причем предполагается, что обычный вызов выполняется на основе формата сообщения стандарта IS-95.

В таблице 1 N - число каналов трафика, A - предоставляемая нагрузка. Биты поисковых вызовов, биты назначения канала, биты подтверждения приема, биты подтверждения регистрации, биты подтверждения базовой станцией, биты служебных сообщений, биты поисковых вызовов в интервалах представляют собой количества битов, генерируемых каждым сообщением. LD4800(%) - нагрузка канала поискового вызова при скорости передачи данных 4800 б/с, LD9600(%) - нагрузка канала поискового

вызова при скорости передачи данных 9600 б/с.

На фиг. 2 показана нагрузка каналов поискового вызова соответственно данным, приведенным в таблице 1. Результаты, показанные в таблице 1 и на фиг. 2, основываются на формате сообщения соответственно стандарту IS-95 и учитывают первичные поисковые вызовы и вторичные поисковые вызовы. В общем случае в системе МДКР поисковые вызовы выполняются блоком ячейки. Поиск мобильной станции, положение которой точно не известно, осуществляет центр коммутации мобильных станций. Если первичный поиск мобильной станции оказался безуспешным, то поиск этой мобильной станции осуществляется блоком идентификации локальной области. При осуществлении поисковых вызовов таких мобильных станций поиск проводится в 279 секторах с учетом базовых приемопередающих станций, которые находятся в окрестностях центра коммутации мобильных станций. Для вторичного поискового вызова поиск осуществляется для 10 базовых приемопередающих станций, т.е. в 30 секторах, с учетом базовых приемопередающих станций, соединенных с одним контроллером базовых станций. С учетом первичных поисковых вызовов и вторичных поисковых вызовов, если данные канала поискового вызова передаются со скоростью 4800 б/с (LD4800) и если число N каналов трафика равно 20, нагрузка превышает 82%. Если число N каналов трафика равно 24, то нагрузка превышает 100%. Поэтому если нагрузка достигает порогового значения (80-85% от полной нагрузки), то процессор управления 10 передает сообщение назначения канала поискового вызова к процессору 12 интерфейса платы каналов, как показано позицией (1). Если нагрузка снижается до порогового значения или ниже, то процессор управления 10 передает сообщение отмены назначения канала поискового вызова к процессору 12 интерфейса платы каналов, как показано позицией (2), для отмены назначения служебного канала. Таким образом, нагрузка децентрализуется, и система работает устойчиво.

Результат анализа трафика в обратном канале МДКР представлен в таблице 2. Таблица 2 показывает нагрузки, соответствующие скорости передачи данных канала поисковых вызовов, причем предполагается, что выполняется обычный вызов на базе формата сообщения стандарта IS-95.

Как показано в таблице 2, N - число каналов трафика, A - предоставляемая нагрузка, M - полное число абонентов, CHS - число установлений связи по вызову за час, Orig. - число битов, генерируемых сообщением источника, Page Resp. - число битов, генерируемых сообщением ответа на поиск, Reg.Request - число битов, генерируемых сообщением запроса регистрации, Total - общее число битов, которое может генерироваться в обратном канале за час.

На фиг. 3 показана нагрузка канала доступа, соответствующая данным, представленным в таблице 2. Результаты, показанные в таблице 2 и на фиг. 3,

основываются на формате сообщения стандарта IS-95. В обратном канале МДКР, если нагрузка канала доступа приближается к пороговому значению, то процессор управления 10 передает сообщение назначения канала доступа (1) и сообщение отмены канала доступа (2) к контролеру 12 интерфейса платы каналов. Предпочтительно пороговое значение составляет 80-85% вычисленной нагрузки.

На фиг. 4 показано устройство управления служебным каналом в процессоре управления 10, показанном на фиг. 1. Устройство управления служебным каналом содержит процессор 20 вычисления нагрузки, блок памяти 30 и контроллер 40 служебного канала. Процессор 20 вычисления нагрузки вычисляет нагрузку на приемопередающую базовую станцию. Блок памяти 30 запоминает ресурсы, относящиеся к назначению дополнительного служебного канала, на основе значения вычисленной нагрузки с процессора 20 вычисления нагрузки. Контроллер служебного канала 40 осуществляет управление служебным каналом. Например, контроллер 40 служебного канала распознает и отменяет дополнительно назначенный служебный канал, когда нагрузка сокращается. Более детально, если нагрузка базовой приемопередающей станции 2 приближается к пороговому значению (80-85% от вычисленной нагрузки), то контроллер 40 служебного канала процессора управления 10 передает сообщение назначения (1) служебного канала (канала поискового вызова и канала доступа) для канальных элементов 14-0, ..., 14-n через процессор 12 интерфейса платы каналов. Если нагрузка базовой приемопередающей станции 2 снижается до порогового значения или ниже, то контроллер 40 служебного канала процессора управления 10 передает сообщение отмены назначения (2) служебного канала для канальных элементов 14-0, ..., 14-n через процессор 12 интерфейса платы каналов.

Как указано выше, если избыточная нагрузка прикладывается к системе ввиду возрастания трафика, то назначается служебный канал (канал поискового вызова и канал управления). Если нагрузка соответствует нормальному уровню, то назначение служебного канала отменяется. Поэтому осуществляется эффективное управление ресурсами радиосвязи и стабильность системы улучшается.

Хотя выше был описан предпочтительный вариант осуществления изобретения, однако специалистам в данной области техники

должно быть ясно, что возможны различные видоизменения и модификации и использование эквивалентов вместо показанных средств без изменения объема изобретения, определяемого пунктами формулы изобретения.

#### Формула изобретения:

1. Способ управления служебным каналом базовой станции в мобильной системе связи, при котором вычисляют нагрузку базовой станции и сравнивают ее с пороговым значением, отличающийся тем, что если вычисленная нагрузка достигает порогового значения, то передают сообщение запроса назначения дополнительного служебного канала процессору интерфейса платы каналов и дополнительно назначают указанный служебный канал, и если вычисленная нагрузка снижается, то передают сообщение запроса отмены назначения служебного канала процессору интерфейса платы каналов и отменяют упомянутый служебный канал.

2. Способ по п.1, отличающийся тем, что упомянутое пороговое значение составляет 80 - 85% от вычисленной нагрузки.

3. Способ по п. 1, отличающийся тем, что упомянутый служебный канал представляет собой канал поискового вызова и канал доступа.

4. Устройство для управления служебным каналом базовой станции в мобильной системе связи, содержащее процессор вычисления нагрузки для вычисления нагрузки базовой станции и сравнения ее с пороговым значением, отличающееся тем, что дополнительно содержит блок памяти для хранения ресурсов, связанных с дополнительным значением служебного канала на основе вычисленной нагрузки, контроллер служебного канала для передачи, в случае, если вычисленная нагрузка достигает порогового значения, сообщения запроса назначения дополнительного служебного канала процессору интерфейса платы каналов и назначения дополнительного служебного канала, и передачи, если вычисленная нагрузка снижается, сообщения запроса отмены назначения служебного канала процессору интерфейса платы каналов и отмены упомянутого служебного канала.

5. Устройство по п.4, отличающееся тем, что упомянутое пороговое значение составляет 80 - 85% от вычисленной нагрузки.

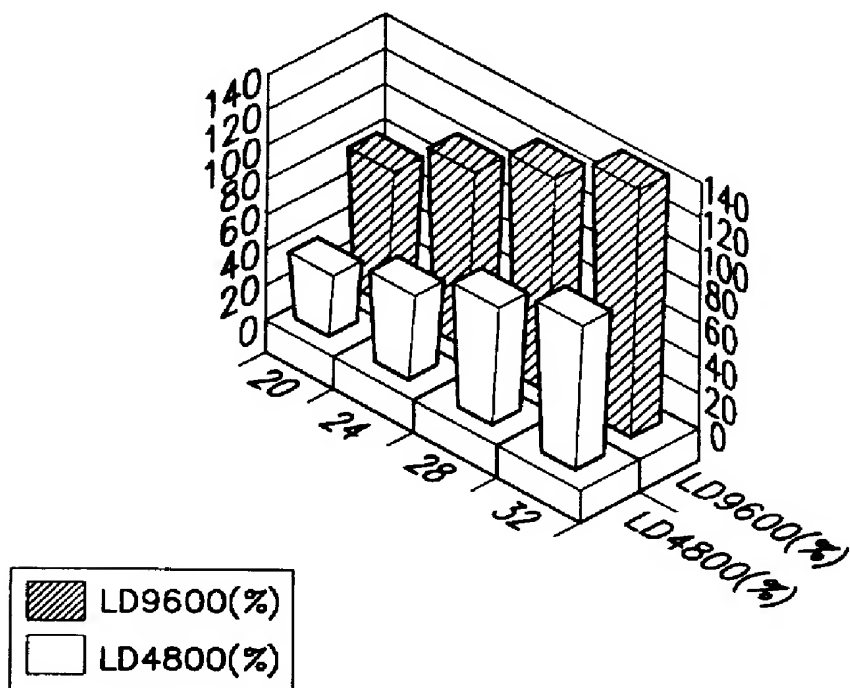
6. Устройство по п.4, отличающееся тем, что упомянутый служебный канал представляет собой канал поискового вызова и канал доступа.

Таблица 1

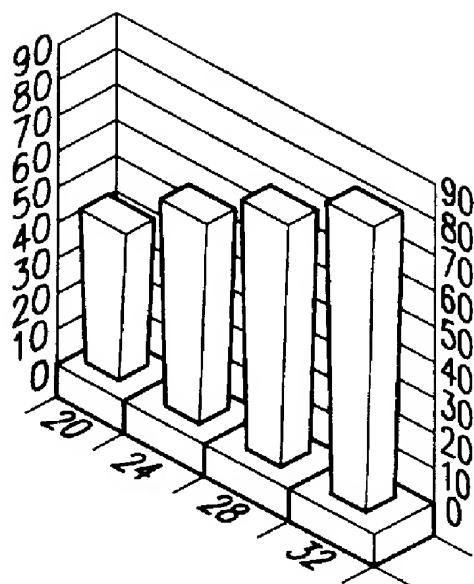
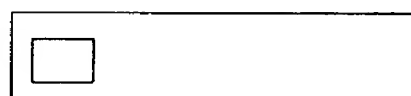
N	A	Бит.полн. поиск.выз.	Бит.назн. канала	Бит.подтв. регистрац.	Бит.подтв. приема	Биты сл. сообщ. БС	Биты сооб. поиск.выз.	LD4800 (%)	LD9600 (%)
								в интерв.	
20	13,2	27997,2	71808	394240	453376	2115000	6719328	62,7	31,4
24	16,6	35208,6	90304	495787	570155	2115000	8450064	75,4	37,7
28	20,2	42844,2	109888	603307	673803	2115000	10282608	88,8	44,4
32	23,7	50267,7	128928	707840	814016	2115000	1206248	101,8	50,9

Таблица 2

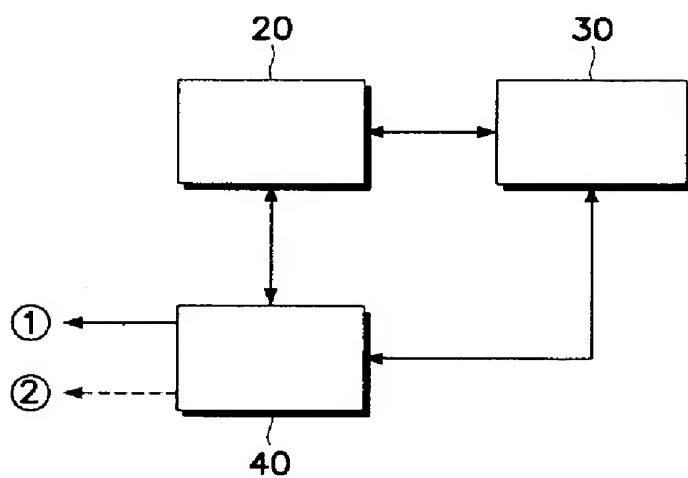
N	A	M	CHS	Orig.	Page Resp.	Reg. Request	Total	Нагрузка доступа (%)
20	13,2	352	5282	434,28	277,2	4048	4759,5	29,7
24	16,6	443	664	546,14	348,6	5091	7985,41	37,4
28	20,2	539	808	664,58	424,2	6195	7283,4	45,5
32	23,7	632	948	779,73	497,7	7268	8545,4	53,4



Фиг.2



Фиг.3



Фиг.4



US006631121B1

(12) **United States Patent**  
**Yoon**

(10) **Patent No.:** **US 6,631,121 B1**  
(45) **Date of Patent:** **\*Oct. 7, 2003**

(54) **METHOD AND APPARATUS FOR  
MANAGING OVERHEAD CHANNEL IN  
MOBILE COMMUNICATION SYSTEM**

(75) **Inventor:** **Sung-Hoon Yoon, Seoul (KR)**

(73) **Assignee:** **Samsung Electronics Co., Ltd. (KR)**

(\*) **Notice:** This patent issued on a continued prosecution application filed under 37 CFR 1.53(d), and is subject to the twenty year patent term provisions of 35 U.S.C. 154(a)(2).

Subject to any disclaimer, the term of this patent is extended or adjusted under 35 U.S.C. 154(b) by 0 days.

(21) **Appl. No.:** **09/061,560**

(22) **Filed:** **Apr. 16, 1998**

(30) **Foreign Application Priority Data**

Apr. 16, 1997 (KR) ..... 1997-14002

(51) **Int. Cl.<sup>7</sup>** ..... **H04B 7/216**

(52) **U.S. Cl.** ..... **370/329; 370/310; 370/335;**  
370/431; 370/441

(58) **Field of Search** ..... 370/310, 320,  
370/329, 335, 342, 431, 441; 455/452,  
453, 450

(56) **References Cited**

**U.S. PATENT DOCUMENTS**

5,239,678 A \* 8/1993 Grube et al. .... 455/511  
5,442,809 A \* 8/1995 Diaz et al. .... 455/511  
5,457,680 A \* 10/1995 Kamm et al. .... 370/332

5,511,067 A \* 4/1996 Miller ..... 370/335  
5,563,883 A \* 10/1996 Cheng ..... 370/449  
5,615,255 A \* 3/1997 Lemieux ..... 379/230  
5,621,723 A \* 4/1997 Walton et al. .... 370/335  
5,710,972 A \* 1/1998 Lin ..... 455/525  
5,722,043 A \* 2/1998 Rappaport et al. .... 455/452  
5,734,646 A \* 3/1998 I et al. .... 370/335  
5,790,534 A \* 8/1998 Kokko et al. .... 370/335  
5,796,722 A \* 8/1998 Kotzin et al. .... 370/252  
5,799,254 A \* 8/1998 Karmi et al. .... 455/528  
5,859,838 A \* 1/1999 Soliman ..... 370/249  
5,886,988 A \* 3/1999 Yun et al. .... 370/329  
5,930,706 A \* 7/1999 Raith ..... 455/422  
5,937,353 A \* 8/1999 Fapojuwo ..... 455/444  
6,111,857 A \* 8/2000 Soliman et al. .... 370/254

\* cited by examiner

*Primary Examiner*—Hassan Kizou

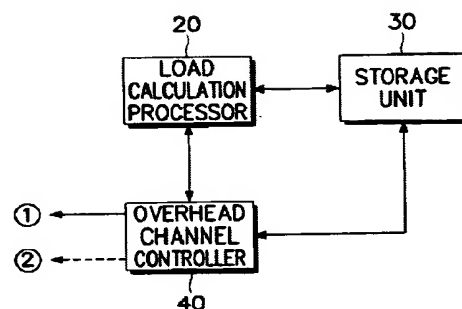
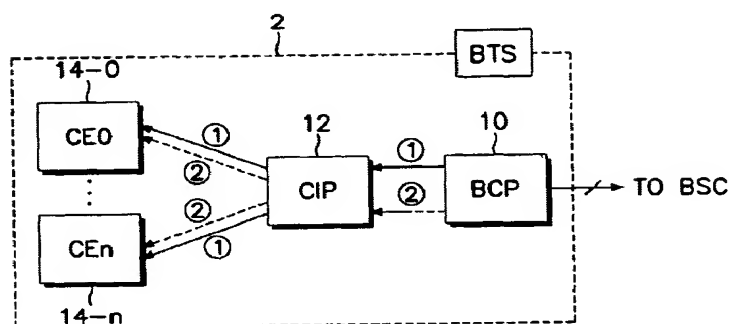
*Assistant Examiner*—Saba Tsegaye

(74) *Attorney, Agent, or Firm*—Dilworth & Barrese, LLP

(57) **ABSTRACT**

A method and apparatus for managing an overhead channel of a base station in a mobile communication system. The method begins with the step of calculating a load of the base station and determining a threshold value as a percentage of the calculated load. The system then monitors an actual load of the base station to determine if the load has reached the threshold value. If the load reaches the threshold value, an additional overhead channel assignment request message is transmitted to a channel card interface processor which assigns an additional overhead channel in response. If the load is subsequently lowered, an overhead channel assignment release request message is provided to the channel card interface processor which releases the additional overhead channel.

**13 Claims, 2 Drawing Sheets**



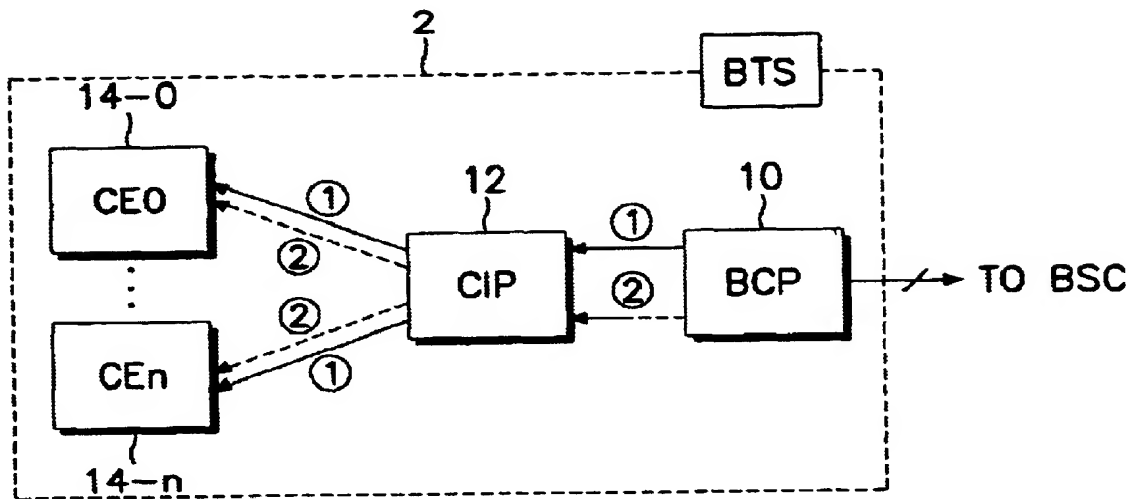


FIG. 1

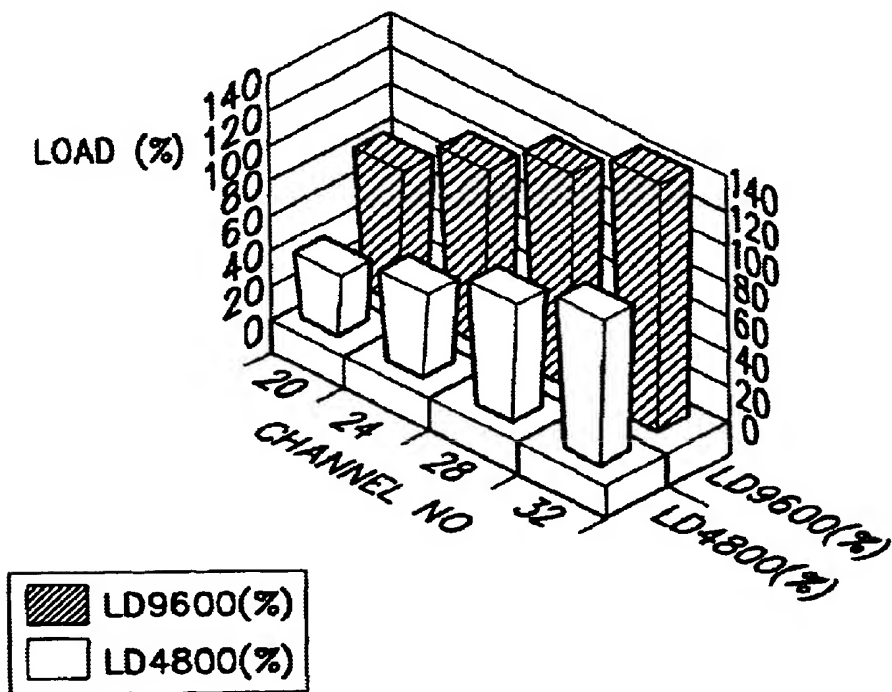


FIG. 2

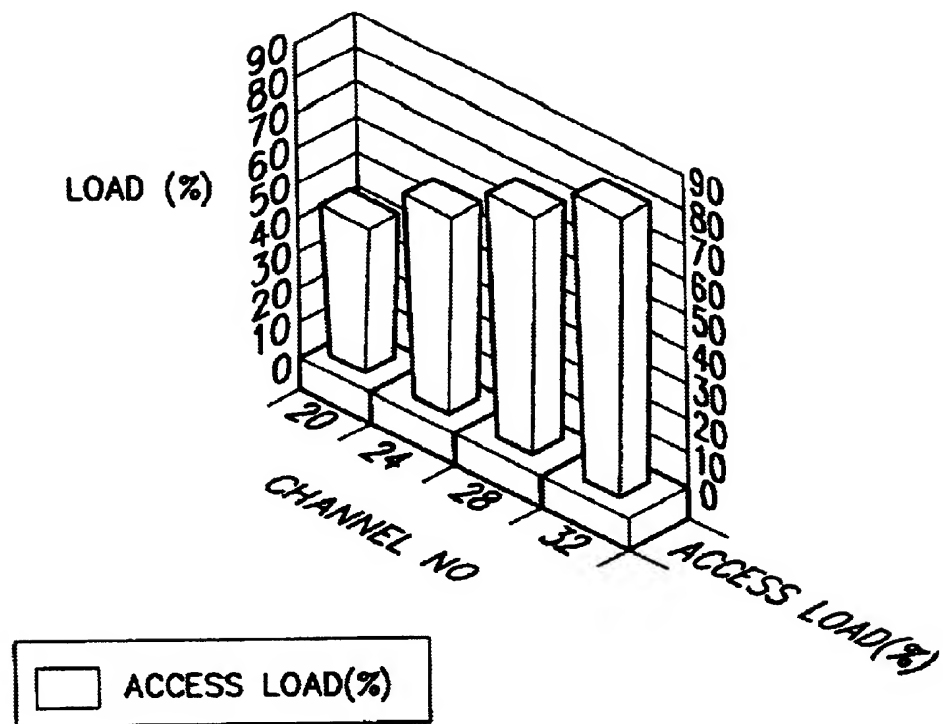


FIG. 3

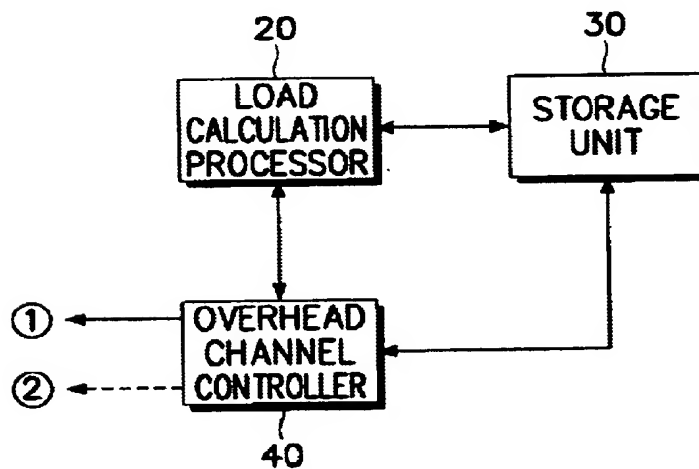


FIG. 4



## METHOD AND APPARATUS FOR MANAGING OVERHEAD CHANNEL IN MOBILE COMMUNICATION SYSTEM

### BACKGROUND OF THE INVENTION

#### 1. Field of the Invention

The present invention relates to a mobile communication system, and more particularly, to a method and apparatus for managing an overhead channel of a base station in order to improve and stabilize the performance of a code division multiple access (CDMA) system.

#### 2. Description of the Related Art

In a current CDMA mobile communication system, an overhead channel operating in a channel card of a base station transceiver subsystem (BTS), for example, a pilot channel, a synchronizing channel, a paging channel or an access channel, is previously assigned and thus fixedly operated. When paging a mobile station through a forward CDMA channel, the BTS pages a corresponding terminal through a previously assigned paging channel of a specific number (for example, 1). In a reverse CDMA channel, a fixedly assigned access channel of a specific number (for example, 1) is used for a connection between the mobile station and the BTS.

However, such a paging method has several disadvantages, as described below. In the forward CDMA channel, even though there is no overload across the BTS when paging the mobile station whose current position is accurately known, the load of the BTS increases when paging the mobile station whose current position is not accurately known. The reason why problems arise when paging the mobile station whose current position is not accurately known will now be described.

When paging the mobile station whose current position is not accurately known, a primary paging operation is conducted in a cell by the BTS and a secondary paging operation is conducted in a zone consisting of several BTSs or by the unit of LAI (Location Area Identification). If the position of the mobile station is not accurately known even by the secondary paging operation, a tertiary paging signal is broadcast by the unit of MSC (Mobile Switching Center).

The overload associated with the location of a subscriber results in significant overhead traffic in the BTS and, in extreme cases, may bring the system down. Moreover, even in the reverse CDMA channel, a large quantity of traffic may be generated due to several factors including: an increase in origination performed through the access channel by the mobile station; responses to the paging of the BTS; and an increase in the number of registrations. As this overload is applied to the limited access channel, a connection between the mobile terminal and the BTS may become unstable.

### SUMMARY OF THE INVENTION

It is an object of the present invention to provide a method and apparatus for managing an overhead channel of a BTS so as to improve and stabilize the performance of a mobile communication system.

It is another object of the present invention to provide a method and apparatus for determining the capacity of an overhead channel by previously predicting a load between a forward link and a reverse link.

It is still another object of the present invention to provide a method and apparatus for dynamically assigning radio resources by previously predicting an overload of an over-

head channel which may be generated during an occurrence of urgent circumstances.

In accordance with one aspect of the present invention, a method for managing an overhead channel of a base station in a mobile communication system includes the steps of: calculating a load of the base station and assigning a threshold value based on said calculated load; monitoring the actual load of the base station; if the actual load reaches the threshold value, transmitting an additional overhead channel assignment request message to a channel card interface processor and additionally assigning the overhead channel; and if the actual load is lowered, transmitting an overhead channel assignment release request message to the channel card interface processor and releasing the overhead channel.

In accordance with another aspect of the present invention, an apparatus for managing an overhead channel of a base station in a mobile communication system includes: a load calculation processor for calculating a load of the base station; a storage unit for storing resources related to the additional assignment of the overhead channel on the basis of the calculated load; an overhead channel controller for transmitting, if the actual load reaches a threshold value, an additional overhead channel assignment request message to a channel card interface processor and assigning an additional overhead channel, and transmitting, if the actual load is lowered, an overhead channel assignment release request message to the channel card interface processor and releasing the overhead channel.

### BRIEF DESCRIPTION OF THE DRAWINGS

The above objects and other advantages of the present invention will become more apparent by describing the preferred embodiment of the present invention with reference to the attached drawings, in which:

FIG. 1 is a block diagram of a base station transceiver subsystem (BTS);

FIG. 2 is a diagram showing loads of a paging channel of a forward traffic according to a preferred embodiment of the present invention;

FIG. 3 is a diagram showing loads of an access channel of a reverse traffic according to a preferred embodiment of the present invention; and

FIG. 4 is a functional block diagram of an overhead channel managing apparatus according to a preferred embodiment of the present invention.

### DETAILED DESCRIPTION OF PREFERRED EMBODIMENTS

In the following description, well-known functions or constructions which may obscure the invention are not described in detail.

The present invention calculates a maximum traffic which may be generated in the worst case in a forward channel in consideration of the probability of generating a mobile-to-mobile call, a mobile-to-land call, a land-to-mobile call and the number of bits of a message generated when a normal call is set up. If a load of a system approximates to a predetermined threshold value, paging channels are additionally assigned to process the load of the system. Further, in a reverse channel, access channels are added in consideration of the probability of generating a call and the volume of traffic generated when a normal call is set up. Therefore, the system anticipates an incipient overload condition which may be abruptly generated and dynamically allocates additional channel resources to prevent the overload.

3

Referring to FIG. 1, a base station transceiver subsystem (BTS) 2 connected to a base station controller (BSC) includes a BTS control processor (BCP) 10, a channel card interface processor (CIP) 12, and a plurality of channel elements (CE0, . . . CEn) 14-0, . . . 14-n. Within the BTS 2, assignment request messages and assignment release messages are processed. A signal flow indicated ① shows a transmission path for an additional assignment request message of an overhead channel, and ② shows a transmission path of an assignment release message of the overhead channel.

In mobile communication systems, which are subject to a fading phenomenon due to an abrupt variation of received signal strength, it is very important to consider a load between a forward link and a reverse link in order to effectively operate the system. In a preferred embodiment of the present invention, the capacity of the overhead channel which can maintain a balance between the load of the forward link and the load of the reverse link is derived as described below on the basis of IS-95, IS-95A, J-STD-008 and CAI specifications, which are air interface specifications.

#### (1) Forward CDMA Channel

Under the assumption that a normal call is set up, a load of total traffic is calculated by the BCP 10 on the basis of a message format of the air interface specifications IS-95, IS-95A and J-STD-008. If this load approximates to a threshold value, the BCP 10 transmits an additional overhead channel assignment request message of the CIP 12. In response to the assignment request message, the CIP 12 assigns one of the channel elements 14-0, . . . , 14-n as an additional paging channel.

The load in the forward channel is calculated by considering several factors. These factors will be illustrated in the following example, in the context of a message based on the specification IS-95. It is assumed that a message used in the forward CDMA channel is characterized as follows:

##### 1. Overhead message: 752 bits

It is assumed that a mobile station does not include authentication data in an access channel message.

Number of neighbor lists is 16.

System parameter message: 264 bits

Access parameter message: 152 bits

Neighbor list message: 264 bits

CDMA channel list message: 72 bits

##### 2. Channel assignment message: 136 bits

##### 3. BS (Base Station) acknowledge order (BS\_ACK\_ORDER) message: 112 bits

##### 4. Registration acknowledge order (REG\_ACK\_ORDER) message: 112 bits

##### 5. Slotted page message: 240 bits

It is assumed that 5 mobile stations are paged at 4800 bps at a time.

##### 6. Number of channels per sector: N=20, 24, 28, 32

##### 7. Average calling time: T=90 (sec)

##### 8. Blocking probability B: B=2%

##### 9. Offered load A represented by:

$$A = \frac{\text{Average Calling Time} \times \text{Total Subscribers} \times (BHCA / \text{Subscriber})}{\text{Hour}} \quad [\text{Erlang}] \quad (1)$$

4

##### 10. Total Subscribers, M, given by:

$$M = \frac{A \times \text{Hour}}{\text{Average Calling Time} \times (BHCA / \text{Subscriber})} \quad (2)$$

##### 11. Busy hour call attempts (BHCA) per subscriber: S=1.50

##### 12. Number of calls setup per hour: CSH=M×S

##### 13. General call occurrence form (and completion rate)

Mobile-to-mobile: 5% (50%)

Mobile-to-land: 65% (85%)

Land-to-mobile: 30% (50%)

##### 14. Paging channel data rate: 9600 bps, 4800 bps

##### 15. Paging channel processing performance: 90%

16. It is assumed that the number of registrations is 10. Where registration refers to a processing procedure performed by the mobile station to inform the BTS 2 of its position, a status, a slot cycle and other features.

On the basis of the above-described assumption, a total overhead message bit count, TOHMB, which can be generated in the forward CDMA channel by the overhead channel message per hour is represented by:

$$TOHMB = \frac{\text{Hour}}{\text{Overhead.Msg.Period}} \times \text{Overhead.Msg Bit} \quad (3)$$

where "Overhead.Msg.Period" is a transmission period of the overhead channel message, and "Overhead.Msg" is the number of bits in the overhead channel message.

A total channel assignment message bit count, TCAMB, which can be generated in the forward CDMA channel by a channel assignment message per hour is given by:

$$TCAMB = \frac{\text{Number of Call Setup}}{\text{Hour}} \times \text{Ch.Assign.Msg Bit} \quad (4)$$

where "Ch.Assign.Msg" is the number of bits in the channel assignment message.

A total registration acknowledge order message bit total, TRAOMB, which can be generated in the forward CDMA channel by a registration acknowledge order message per hour is expressed as:

$$TRAOMB = \text{Total Subscribers} \times \left( \frac{\text{Number of Registrations}}{\text{Subscriber}} \right) \times \text{Registration\_Ack\_Order\_Msg Bit} \quad (5)$$

where "Registration\_Ack\_Order Msg" is the number of registration acknowledge order messages per hour.

A total base station (BS) acknowledge order message bit count, TBAOMB, which can be generated in the forward CDMA channel by a BS acknowledge order message per hour is given by:

$$TBAOMB = \left\{ \text{Total Subscribers} \times \frac{\text{Number of Registration}}{\text{Subscriber}} + \frac{\text{Number of Call Setup}}{\text{Hour}} \right\} \times \text{BS\_Ack\_Order\_Msg Bit} \quad (6)$$

where "BS\_Ack\_Order\_Msg" is the number of BS acknowledge order messages per hour.

## 5

A total page message bit TPMB which can be generated in the forward CDMA channel by a slotted page message per hour is represented by:

$$TPMB = \frac{\text{Number of Call Setup}}{\text{Hour}} \times (P_{MM} \times F_{MM} + P_{LM} \times F_{LM}) \times \text{Number of Sectors per Hour} \times \text{Number of Call Setup/Hour} \times (P_{MM} \times P_{MME} + P_{LM} \times P_{LME}) \times \text{Total Number of Sectors} \times \text{Number of Call Setup/Hour} \times (P_{MM} \times P_{MME} + P_{LM} \times P_{LME}) \times FGPE \times SGP \times \text{Slotted\_Page\_Msg Bit} \quad (7)$$

where  $P_{MM}$  is a mobile-to-mobile call occurrence probability,  $P_{ML}$  is a mobile-to-land call occurrence probability,  $P_{LM}$  is a land-to mobile call occurrence probability,  $P_{MME}$  is a mobile-to-mobile call error probability,  $P_{LME}$  is a land-to mobile call error probability,  $F_{MM}$  is a factor required for the setup of 100% of a mobile-to-mobile call,  $F_{LM}$  is a factor required for the setup of 100% of a land-to-mobile call,  $FGPE$  is a first group paging error,  $SGP$  is the number of sectors when a second group is paged, and  $\text{Slotted\_Page\_Msg}$  is the number of slotted page messages per hour.

The total bits per hour, TBPB, which can be generated in the forward CDMA channel per hour in consideration of the above equations (3), (4), (5), (6) and (7) is as follows:

$$\begin{aligned} TBPB = & \text{Overhead\_Msg Bit} + \text{Ch\_Assign\_Msg Bit} \\ & + \text{Reg\_Ack\_Order\_Msg Bit} \\ & + \text{BS\_Ack\_Order\_Msg Bit} \\ & + \text{Slotted\_Page\_Msg Bit; or} \\ TBPB = & \text{TOHMB} + \text{TCAMB} + \text{TRAOMB} + \text{TBAOMB} + \text{TPMB} \quad (8) \end{aligned}$$

A paging channel load PCH\_LOAD according to a paging channel data rate PCH\_Data\_Rate (9600 bps, 4800 bps) in the forward CDMA channel is given by:

$$PCHLOAD (\%) = \left[ \frac{TBPB}{PCH\_Data\_Rate \times \text{Hour} \times PCH\_pro\_performance} \right] \times 100 \quad (9)$$

where "PCH.pro.performance" is a paging channel processing performance.

## (2) Reverse CDMA Channel

When a normal call is set up, a message is generated in the reverse CDMA channel which includes an origination message used for origination, a page response message used to respond to paging from the BTS, and a registration message used for registration. An access channel data rate is generally 4800 bps. For the following example, it is assumed that the average calling time is 90 seconds, an access channel

## 6

processing performance is 80%, and the number of registration requests per subscriber is 10. All the access channels relate to a specific paging channel that has the same slot size.

Before a terminal transmits the message to the BTS, the start and length of the access channel are determined. An access channel slot consists of an access channel preamble and an access channel message capsule. That is, the access channel slot is  $(3 + \text{MAX\_CAP\_SZ}) + (1 + \text{PAM\_SZ})$ , where  $\text{MAX\_CAP\_SZ}$  is a maximum access channel capsule size and  $\text{PAM\_SZ}$  is an access channel preamble size. It is assumed that the access channel preamble size is 4 and the capsule size is 1, resulting in an access channel slot having 9 frames. For a standard frame period of 20 ms, the access channel slot size is 180 ms.

On the basis of the above assumption, a load ORLD which can be generated in the reverse CDMA channel by the origination message per hour is given by:

$$ORLD = \left[ \frac{\text{Number of Call Setup}}{\text{Hour}} \times P_{ML} \times F_{ML} \right] + \left[ \frac{\text{Number of Call Setup}}{\text{Hour}} \times P_{MM} \times F_{MM} \right] \quad (10)$$

A load PRLD which can be generated in the reverse CDMA channel by the page response message per hour is calculated by:

$$PRLD = \left[ \frac{\text{Number of Call Setup}}{\text{Hour}} \times P_{MM} \times F_{MM} \right] + \left[ \frac{\text{Number of Call Setup}}{\text{Hour}} \times P_{LM} \times F_{LM} \right] \quad (11)$$

A load RQLD which can be generated in the reverse channel by the registration request message per hour is expressed as:

$$RQLD = \text{Number of Subscribers} \times \text{Number of Registration} \times F_{ML} \quad (12)$$

In consideration of the above equations (10), (11) and (12), a total load TLOAD which can be generated in the reverse CDMA channel per hour is as follows:

$$TLOAD = ORLD + PRLD + RQLD \quad (13)$$

An access channel load ACH\_LOAD(%) in the reverse CDMA channel is then obtained by:

$$ACH\_LOAD (\%) = \left[ \frac{TLOAD}{(\text{Hour}/\text{Slot\_Size}) \times \text{ACH\_pro\_performance}} \right] \times 100 \quad (14)$$

The results from analyzing the traffic of an exemplary forward CDMA channel are listed below in Table 1, which shows loads according to the paging channel data rate when it is assumed that a normal call is performed on the basis of the IS-95 message format.

TABLE 1

N	A	Total Page Bits	CH. Assign Bits	Reg. Ack. Bits	BS Ack. Bits	Over- head Bits	Slotted Page Bits	LD4800 (%)	LD9600 (%)
20	13.2	27997.2	71808	394240	453376	2115000	6719328	62.7	31.4
24	16.6	35208.6	90304	495787	570155	2115000	8450064	75.4	37.7

TABLE 1-continued

N	A	Total Page Bits	CH. Assign Bits	Reg. Ack. Bits	BS Ack. Bits	Over- head Bits	Slotted Page Bits	LD4800 (%)	LD9600 (%)
28	20.2	42844.2	109888	603307	693803	2115000	10282608	88.8	44.4
32	23.7	50267.7	128928	707840	814016	2115000	12064248	101.8	50.9

In Table 1, N is the number of traffic channels and A is the offered load. The total page bits, channel assignment bits, registration acknowledge bits, BS Acknowledge bits, overhead bits and slotted page bits are bits which are generated with each message. LD4800(%) is the load of the paging channel data rate of 4800 bps and LD9600(%) is the load of the paging channel data rate of 9600 bps.

FIG. 2 illustrates the loads of the paging channel according to data shown in Table 1. The results shown in Table 1 and FIG. 2 are based on the IS-95 message format and consider both the primary paging and secondary paging operations.

In a general CDMA system, the primary paging is performed in a cell by the BTS 2. An unreasonable mobile subscriber, i.e., one whose position is not accurately known, requires additional paging operations. A mobile which fails in the primary paging is paged by the unit of LAI. When paging the unreasonable mobile subscriber, 279 sectors are paged in consideration of the BTS which is in the boundary of one MSC. For the secondary paging, 10 BTSs, that is, 30 sectors are paged in consideration of the BTSs connected to one BSC. When considering the primary paging and the secondary paging, if the paging channel data rate is 4800 bps (LD4800) and if the number N of the traffic channels is 28, the load exceeds 88.8%. If the number N of the traffic channels is 32, the load exceeds 100%.

If the BTS 2 detects that an actual operating load reaches a threshold value (80–85% of the calculated load), the BCP 10 transmits a paging channel assignment message to the CIP 12 as indicated by (1). If the total actual load is lowered to the threshold value or less, the BCP 10 transmits a paging channel assignment release message to the CIP 12 as indicated by (2) to release the assigned overhead channel. Thus the load is decentralized and the system is stably operated.

The results from analyzing the traffic of an exemplary reverse CDMA channel is listed in Table 2, which shows loads according to the access channel data rate when it is assumed that a normal call is performed on the basis of the IS-95 message format.

TABLE 2

N	A	M	CHS	Orig.	Page Resp.	Reg. Request	Total	Access Load (%)
20	13.2	352	528	434.28	277.2	4048	4759.5	29.7
24	16.6	443	664	546.14	348.6	5091	5985.4	37.4
28	20.2	539	808	664.58	424.2	6195	7283.4	45.5
32	23.7	632	948	779.73	497.7	7268	8545.4	53.4

In the above Table 2, N is the number of traffic channels, A is the offered load, M is the total number of subscribers, CHS is the number of calls setup per hour, Orig. is the number of bits generated by the origination message, Page Resp. is the number of bits generated by the page response message, Reg. Request is the number of bits generated by the registration request message, and Total is the total number of bits which can be generated in the reverse channel per hour.

10

FIG. 3 illustrates the loads of the access channel according to data shown in Table 2. The results indicated in Table 2 and FIG. 3 are based on the IS-95 message format. In the reverse CDMA channel, if the access channel load approximates to the threshold value, the BCP 10 transmits an access channel assignment message (1) and an access channel release message (2) to the CIP 12. Preferably, the threshold value is 80–85% of the calculated load.

FIG. 4 illustrates an overhead channel managing apparatus in the BCP 10 shown in FIG. 1. The overhead channel managing apparatus includes a load calculation processor 20, a storage unit 30 and an overhead channel controller 40. The load calculation processor 20 calculates the load across the BTS. The storage unit 30 stores resources related to the additional overhead channel assignment on the basis of the load calculated from the load calculation processor 20. The overhead channel controller 40 controls the overhead channel. For example, the overhead channel controller 40 recognizes and releases the additionally assigned overhead channel when the load is reduced.

In more detail, if the actual load of the BTS 2 approximates to the threshold value (80–85% of the calculated load), the overhead channel controller 40 of the BCP 10 transmits an assignment message (1) of the overhead channel (paging channel and access channel) to the channel elements 14-0, . . . , 14-n through the CIP 12. If the load of the BTS 2 is lowered to the threshold value or less, the overhead channel controller 40 of the BCP 10 transmits an assignment release message (2) of the overhead channel to the channel elements 14-0, . . . , 14-n through the CIP 12.

As noted previously, if the overload is applied to the system due to an increase in the traffic, the overhead channel (a paging channel, an access channel and the like) is assigned. If the load is normal, the assignment of the overhead channel is released. Therefore, the radio resources are effectively managed and the stability of the system is improved.

While there has been illustrated and described what is considered to be a preferred embodiment of the present invention, it will be understood by those skilled in the art that various changes and modifications may be made and equivalents may be substituted for elements thereof without departing from the scope of the invention as defined by the appended claims.

What is claimed is:

1. A method for managing an overhead channel of a base station in a mobile communication system, comprising the steps of:

calculating a load of said base station based upon a number of bits generated with each message and a channel data rate;  
assigning a threshold value based on said calculated load;  
monitoring an actual load of said base station;  
if said actual load reaches said threshold value, assigning an additional overhead channel; and  
if said actual load is lowered below said threshold value, releasing said overhead channel.

9

2. The method as claimed in claim 1 wherein:  
 said assigning step further includes the step of transmitting an additional overhead channel assignment request message to a channel card interface processor; and  
 said releasing step further includes the step of transmitting an overhead channel assignment release request message to said channel card interface processor.
3. The method as claimed in claim 1, wherein said threshold value is about 80–85% of the calculated load.
4. The method as claimed in claim 1, wherein said overhead channel is at least one of a paging channel and an access channel.
5. The method as claimed in claim 1, wherein the mobile communication system is a CDMA system having a forward CDMA channel and a reverse CDMA channel, said overhead channel being a paging channel in the forward CDMA channel and said overhead channel being an access channel in the reverse CDMA channel.
6. A system for managing an overhead channel of a base station in a mobile communication system, comprising:  
 means for calculating a load of said base station based upon a number of bits generated in each message and a channel data rate, and a threshold value based on said calculated load;  
 means for monitoring an actual load of said base station;  
 means for comparing said actual load to said threshold value;  
 means for assigning an additional overhead channel when said actual load is at least equal to said threshold value; and  
 means for releasing said additional overhead channel when said actual load is less than said threshold value.
7. The system as claimed in claim 6, wherein said calculating means assigns said threshold value in a range of about 80–85% of a said calculated load.
8. The system as claimed in claim 6, wherein said overhead channel is at least one of a paging channel and an access channel.
9. The system as claimed in claim 6, wherein the mobile communication system is a CDMA system having a forward

10

CDMA channel and a reverse CDMA channel, said overhead channel being a paging channel in the forward CDMA channel and said overhead channel being an access channel in the reverse CDMA channel.

10. An apparatus for managing an overhead channel of a base station in a mobile communication system, comprising:

a calculation processor for calculating a load of said base station based upon a number of bits generated in each message and a channel data rate, and assigning a threshold value based on said calculated load;

a storage unit for storing resources related to the additional assignment of said overhead channel on the basis of the calculated load;

a channel card interface processor, said channel card interface processor assigning an additional overhead channel in response to a received overhead channel assignment request message and releasing said overhead channel in response to a received overhead channel assignment release request message; and

an overhead channel controller operatively coupled to said channel card interface processor, said overhead channel controller transmitting said additional overhead channel assignment request message if an actual load reaches said threshold value and transmitting said overhead channel assignment release request message if the actual load is lowered below said threshold value.

11. The apparatus as claimed in claim 10, wherein said threshold value is about 80–85% of said calculated load.

12. The apparatus as claimed in claim 10, wherein said overhead channel is at least one of a paging channel and an access channel.

13. The apparatus as claimed in claim 10, wherein the mobile communication system is a CDMA system having a forward CDMA channel and a reverse CDMA channel, said overhead channel being a paging channel in the forward CDMA channel and said overhead channel being an access channel in the reverse CDMA channel.

\* \* \* \* \*